E 2040/1

REFERÁLVA

EPE

RN 1990 -10- 24

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 38 • NR. 1 • IANUARIE 1990

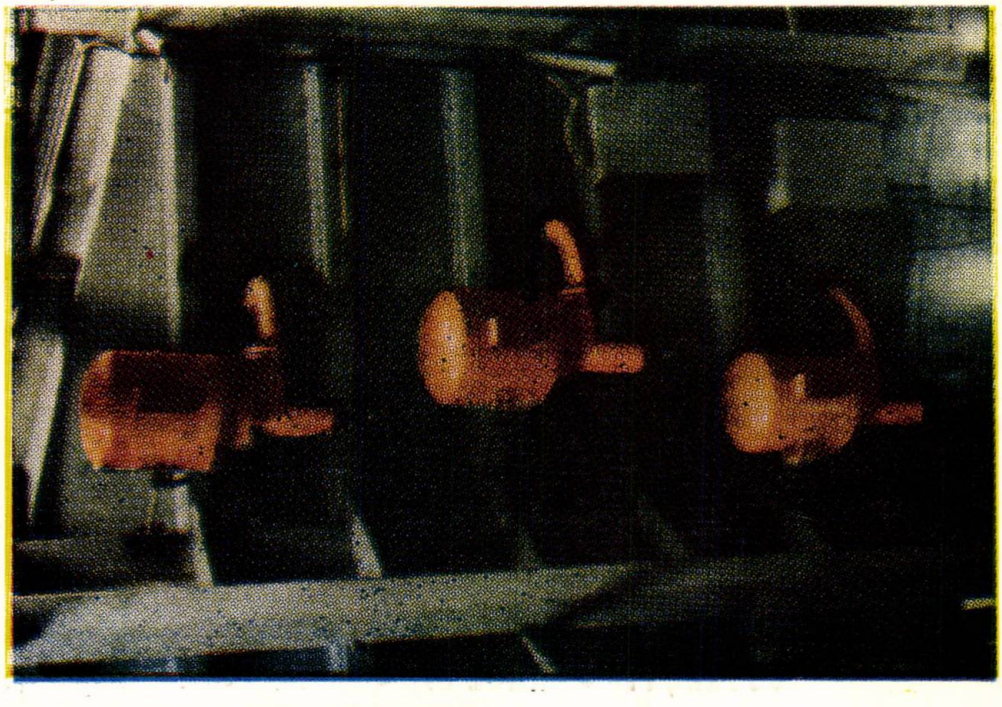
I.C.S.I.T. — M.T.A.E. — CRAIOVA

CALEA BUCUREȘTI 144, CRAIOVA — ROMÂNIA TELEFON 44494, TELEX 41234

ICSIT MTAE CRAIOVA

INSTALAȚIA CU TUNURI PNEUMATICE PENTRU DESFUNDAT BUNCĂRE ȘI SILOZURI

se poate folosi acolo unde există incinte în care sînt depozitate materiale vrac, precum : cărbune, ciment, amestecuri de formare, minereuri etc. Funcționarea produsului se bazează pe principiul descărcării în regim critic a aerului sub presiune, acumulat în rezervoare, în zonele în care materialul vrac este conglomerat și s-a depus, eliminîndu-se astfel procedeele mecanice sau de explozie.
Instalația este complet modulizată și are în componență modulele de producere, înmagazinare, pregătire, distribuție aer; tunurile pneumatice și instalația electrică de comandă, execuție și protecție.



MECANOEXPORTIMPORT
Foreign trade company
10, Mihai Eminescu St. ●
Telephone: 12 46 00 ●
Telex: 10269 ● POB: 130.
BUCHAREST — ROMANIA

electroexportimport

Foreign Trade Company.
București — România
216 Calea Victoriei.
Telephone: 50 28 70.
Telex: 11.388 — 11.399

1990 OKT 3 1

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 38 • Nr. 1 ianuarie 1990

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

EDITORIAL:

Tănăsescu, Fl. T.: **Centenarul Heinrich Rudolph Hertz.**

E.E.A. — **Eletrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 1

CZ 538.3

Mocanu, C. I.: **Extinderea electrodinamicii Maxwell-Hertz la viteze relativiste.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian. 1990, p. 4

Pornind de la o analiză calitativă a structurii ecuaţiilor lui Maxwell pentru medii imobile şi Maxwell-Hertz pentru medii în mişcare la viteze mici, în această lucrare autorul o extinde şi în domeniul vitezelor relativiste. Noua teorie nu necesită formularea de postulate, dar confirmă cele două principii ale relativităţii restrînse a lui Einstein. În acest fel, electrodinamica hertziană la viteze relativiste este o alternativă viabilă pentru orice fel de mişcări, inerţiale sau neinerţiale, legitimînd aplicarea şi la viteze mari a unora dintre conceptele şi metodele de investigare a teoriei Maxwell-Hertz.

CZ 622.242

STAŢIE DE COMANDĂ ŞI REGLARE
ECHIPAMENT ELECTRIC DE FORAJ

Solea, V. ş.a.: **Staţie de comandă şi reglare pentru echipamentul electric de foraj F 200-DEC cu alimentare din microcentrală.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 18

După prezentarea schemei de principiu a staţiei de comandă şi reglare, se descriu principalele părţi componente: microcentrala, convertizoarele pentru acţionarea motoarelor de c.c., distribuţia serviciilor auxiliare şi compartimentul de climatizare. Sînt enunţate principalele caracteristici tehnice şi avantajele ce decurg din acestea.

CZ 621.3.037 : 621.337

TRACŢIUNE FEROVIARĂ
AUTOMATIZĂRI
COMANDĂ LA DISTANŢĂ

Gaber, E., Iacob, A., Brînduşa, C.: **Sistem de transmisie a comenzilor şi semnalizărilor între unităţile ramelor electrice suburbane.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 23

Transmisia semnalelor logice între vagoanele şi secţiile unei rame electrice suburbane, precum şi prelucrarea lor se realizează folosind un sistem LOGI-MUX. Lucrarea descrie acest sistem de transmisie şi prelucrare, bazat pe logică secvenţială şi mijloace de transmisie serială prin modulaţie de impulsuri în frecvenţă.

CZ 621.314 : 621.745

CONVERTIZOR TIRISTORIZAT
ALGORITM DE COMANDĂ

Cărăşel, V. ş.a.: **Echipament de medie frecvenţă pentru instalaţii de topire prin inducţie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1989, p. 25

Se prezintă un echipament de medie frecvenţă (2 500 Hz) realizat cu elemente statice pentru electrotermie. După precizarea relaţiilor de dimensionare a circuitului de forţă şi a algoritmului folosit în schema de comandă şi reglare, sînt ilustrate rezultatele experimentale obţinute.

CZ 621.316.57

INTRERUPTOARE DE MEDIE TENSIUNE
RIGIDITATE DIELECTRICĂ

Curcanu, G. ş.a.: **Metoda de apreciere a comportării întreruptoarelor de medie tensiune cu ulei puţin la probele de comutaţie, utilizînd caracteristicile dielectrice de gol.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 29

Utilizînd modelul matematic al rigidităţii dielectrice pentru un întreruptor de medie tensiune cu ulei puţin, pe baza caracteristicilor dielectrice de gol, se prezintă o metodă de apreciere a comportării întreruptoarelor la probele de comutaţie.

CZ 621.316.57

MOTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
ÎNCERCĂRI DE COMUTAŢIE

Arnăutu, C. ş. a.: **Aspecte privind comutaţia curenţilor mici inductivi la deconectarea motoarelor cu întreruptoare de medie tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 34

Se face un studiu al proceselor fizice la comutaţia curenţilor mici inductivi în cazul deconectării motoarelor şi se propune o metodă de încercare a întreruptoarelor pentru acest regim de funcţionare.

CZ 621.317.39

MĂSURAREA ELECTRICĂ A FORŢELOR
MAGNETOELASTICITATE
ARBORI DE MĂSURĂ

Marinescu, A. ş.a.: **Măsurarea industrială a forţelor cu arbori de măsură de tip magnetoelastic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 37

În lucrare se prezintă aplicarea principiilor tensometriei magnetoelastice la realizarea arborilor de măsură. Se descriu: principiul de funcţionare, dimensionarea arborelui, caracteristicile metrologice, prelucrarea semnalului de ieşire şi afişarea acestuia. De asemenea, sînt prezentate cîteva din instalaţiile realizate şi puse în funcţiune.

CZ 621.314 : 622,242

ECHIPAMENT DE COMPENSARE
ECHIPAMENT DE FILTRARE
ACŢIONARE ELECTRICĂ

Dumitru, M., Cărăşel, V.: **Consideraţii privind compensarea şi filtrarea armonicilor în cazul redresoarelor comandate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 42

În lucrare se prezintă şi se analizează tipurile de echipamente de compensare şi filtrare utilizate şi rezultatele experimentale obţinute comparativ în cazul acţionărilor electrice neechipate cu astfel de echipamente în instalaţiile de foraj.

CZ 681.3.06 : 621.314

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
SISTEME DE DESENARE AUTOMATĂ

Cîrstea, D.: **Pachet de programe pentru desenarea automată a ansamblului general-ofertă la transformatoarele de forţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 45

Lucrarea îşi propune eliminarea desenării din forma actuală a ansamblului general — ofertă la transformatoarele de forţă, prin abordarea desenării automate, urmărindu-se crearea unui sistem „la cheie" pentru obţinerea ofertelor destinate exportului.

CZ 681.3.06 : 621.314

CULEGERE, PRELUCRARE DATE
ETALONARE TRADUCTOARE FORŢĂ

Niţă, M., Mihalcea, I., Gaber, E.: **Sistem de culegere şi prelucrare a datelor cu HC 85 şi module MIND.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, ian 1990, p. 49

Lucrarea prezintă soluţia hardware şi avantajele unui sistem de achiziţii şi prelucrare a datelor, format dintr-un calculator HC 85 cuplat cu module MIND, sistem utilizat în prezent la un stand de etalonare a traductoarelor de forţă ce echipează instalaţiile de cîntărire produse la ICSIT-MTAE Craiova.

NOTE 52

INHALT

DK 622.242

STEUERUNGS – UND EINSTELLSTATION
ELECTRISCHE BOHRAUSRÜSTUNG

Solea, V.u.a.: **Steuerungs – und Einstellstation für die elektrische Bohrausrüstung F 200-DEC mit Versorgung aus dem Kleinkraftwerk.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 18

Nach der Darstellung der Grundschaltung der Steuerung und Einstellstation, werden die wichtigsten Bestandteile beschrieben: Kleinkraftwerke, Umwandler zum Gleichstrommotorenantrieb, Verteilung der Hilfsarbeiten und Klimatisierungsabteilung. Es werden die technischen Hauptcharakteristiken und deren Vorteile ausgedrückt.

DK 621.3.037 : 621.337

ZUGFÖRDERUNG
AUTOMATISIERUNGEN
FERNSTEUERUNG

Gaber, E., Iacob, A., Brîndușa, C.: **Übertragungssystem der Steuerungen und Signalisierungen zwischen den elektrischen vorstädtischen Rahmen.**

E.F.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 23

Die Übertragung logischer Signale zwischen den Waggons und den Abteilungen eines elektrischen vorstädtischen Rahmens, sowie deren Verarbeitung werden mittels eines LOGI-MUX-Systems verwirklicht. Beschrieben wird das Übertragungs – und Verarbeitungssystem, das auf einer Folgelogik und serielle Übertragungsmittel durch Impulsfrequenzmodulation, fusst.

DK 621.314 : 621.745

TYRISTOR-UMWANDLER
STEUERALGORITHMUS

Cărășel, V. u.a.: **Mittelfrequenzausrüstung für Induktionsschmelzanlagen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 25

Es wird eine Mittelfrequenzausrüstung (2500 Hz) mit statistischen Elementen für Elektrotermie, dargestellt. Nach der Bestimmung der Bemessungsverhältnisse der Kraftschaltung und des in der Steuerungs und Einstellschaltung verwendeten Algorithmus, zeigt man die erfahrungsmässigen Ergebnisse, an.

DK 621.316.57

MITTELSPANNUNGS SCHALTER
DURCHSCHLAGFESTIGKEIT

Curcanu, G. u.a. : **Methode zum Auswerten des Verhaltens von Mittelspannungsschaltern mit wenig Öl bei den Umschatproben, mittels Leer-Dielectrizität-Charakteristiken.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 29

Anhand eines mathematischen Modells fer Durschschlagfestigkeit für einen Mittelspannungsschalter mit wenig Öl, auf Grund der Leer-Dielektrizität-Charakteristiken, wird eine Methode zum Auswerten des Verhaltens der Schalter bei Umschaltproben, dergestellt.

DK 621.316.57

HOCHSPANNUNGSMOTOREN
UMSCHALTPROBEN

Arnăutu, C. u.a.: **Angelegenheiten mit Bezug auf die Umschaltung kleiner Induktionsströme, beim Abschalten der Motoren mit Mittelspannungsaltern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 34

Es werden physische Vorgänge beim Umschalten kleiner Induktionsströme, im Fall der Motorenabschaltung untersucht und weiterhin eine Versuchsmethode der Schalter für diesen Betrieb, vorgeschlagen.

DK 621.317.39

ELEKTRISCHF KRAFTMESSUNG
MAGNFTOELASTIZITÄT
MESSWELLE

Marinescu, A. u.a.: **Industrielle Kraftmessung mit Messwellen Typ magnetoelastisch.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 37

Es wird über die Anwendung der Prinzipien magnetoelastischer Tensometrie zur Herstellung von Messwellen, berichtet. Man beschreibt: Arbeitsweise, Wellenbemessung, metrologische Charakteristiken, Verarbeitung des Ausgangssignals, und deren Anzeige. Zugleich werden manche hergestellte und inbetriebgesetzte Einrichtungen, vorgestellt.

DK 621.314 : 622.242

AUSGLEICHAUSRÜSTUNG
FILTERUNGSAUSRÜSTUNG
ELEKTROANTRIEB

Dumitru, M., Cărășel, V.: **Überlegungen mit Bezug auf den Ausgleich und Filterung von Oberwellen an den gesteuerten Gleichrichtern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**. Nr. 1, Jan., 1990, S. 42

Es werden die Typen der verwendeten Ausgleichs – und Filterungsausrüstrungen und die erfahrungsmässig vergleicherweise erzielten Ergebnisse an mit solchen Ausrüstungen unausgerüsteten Elektroantrieben an Bohranlagen, analysiert.

DK. 681.3.06 : 621.314

RECHNERUNTERSTÜTZTER ENTWURF
AUTOMATISCHES ZEICHNUNGSSYSTEM

Cîrstea, D. u.a.: **Programmpakete zum automatischen Zeichnen der allgemeinen Gesamtheit – Angebot an Leistungstransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 45

Die Arbeit zielt auf die Beseitigung des Zeichnens aus aktueller Form der allgemeinen Gesamtheit – Angebot an Leistungstransformatoren durch automatisches Zeichnen, und man verfolgt ein „Schlüssel" – System aufzubauen um Ausfuhrangebote zu erlangen.

DK 681.3.06 : 621.314

KRAFTGEBEREICHUNG
SAMMELN UND VERBAREITUNG DER DATEN

Niță, M., Mihalcea, G., Gaber, E.: **Sammeln – und Verarbeitungssystem der Daten mit HC 85 und MIND-Modulen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 38**, Nr. 1, Jan 1990, S. 49

Es werden die Hardware-Lösung und die Vorteil eines Sammeln – und Verarbeitungssystems der Daten dargestelt. Das System besteht aus einem mit Modulen MIND angechlossenem Rechner HC 85 und wird zur Zeit beieinen Eichungsstard von Kraftgebern die die von IC SIT–MTAE Craiova hergestellten Abwieganlagen ausrüsten, verwendet.

ANMERKUNGEN 52

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 622.242

УПРАВЛЯЮЩАЯ И РЕГУЛИРУЮЩАЯ СТАНЦИЯ
ЭЛЕКТРОБУРОВАЯ УСТАНОВКА

Соля, В. и др.: **Управляющая и регулирующая станция для электробуровой установки F 200 DEC с питанием от микростанции.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990, стр. 18

После представления принципиальной схемы управляющей и регулирующей станции, описываются основные состоящие: микростанция, преобразователь для привода двигателей постоянного тока, распределение собственных нужд и отделение климатизации. Представлены главные технические характеристики и возникающие из них преимущества.

УДК 621.3.037: 621.337

ПАРАВОЗНАЯ ТЯГА
АВТОМАТИЗАЦИИ
ДИСТАНЦИОННОЕ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЕ

Габер Е., Якоб, А., Брындуша, К.: **Система передачи управлений и сигнализации между утройствами пригородных электропоездов.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990 г., стр. 23

Передача логических сигналов между вагонами и секциями пригородного электропоезда, а также и их обработка сделаются используя систему LOGI-MUX. В работе описывается эта система передачи обработки, основанная на последовательной логике и средства серийной передачи частотно-импульсной модуляции.

УДК 621.314: 621.745

ТИРИСТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
АЛГОРИФМ УПРАВЛЕНИЯ

Кэрэшел, В. и др.: **Оборудование средней частоты для установок индукционного плавления.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990 г., стр. 25

Представляется оборудования средней частоты (2500 Гц), осуществлён со статическими элементами для электротермии. После уточнения отношений определения размеров силовой цепи и применяемого алгорифма в управляющей и регулирующей схеме представляются полученные экспериментальные результаты.

УДК 621.316.57

ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОЧНОСТЬ

Куркану, Г. и др.: **Оценивающий метод поведении выключателей среднего напряжения с малом количеством масла при коммутационных пробах, используя диэлектрические пустые характеристики.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990, стр. 29

Применяя математический модель диэлектрической прогности для выключателя среднего напряжения с малом количеством масла, на основе диэлектрических пустых характеристик, представляется оценивающий метод поведения выключателей при коммутационных пробах.

УДК 621.316.57

ДВИГАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ
КОММУТАЦИОННЫЕ ИСПЫТАНИЯ

Арнэуту, К. и др.: **Виды о коммутации малых индукционных токов при выключении двигателей с выключателями среднего напряжения.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990 г., стр. 34

Изучаются физические процессы при коммутации малых индукционных токов в случае выключении двигателей и предлагается метод испытания выключателей для этого неработающего режима.

УДК 621.317.39

ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ СИЛ
МАГНИТОЭЛАСТИЧНОСТЬ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ВАЛЫ

Маринеску, А. и др.: **Промышленное измерение сил с измерительными валами типа магнитоэластического.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990 г., стр 37

В работе представляется применение магнитоэластических тензометрических принципов при изготовлении измерительных валов. Описываются принцип работы, определение размеров вала, метрологические характеристики, обработка выходного сигнала и его афиширование. Также, представляются некоторые изготовленные и входящие в эксплуатацию установки.

УДК 621.314: 622.242

КОМПЕНСИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО
ФИЛЬТРИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО
ЭЛЕКТРОПРИВОД

Думитру, М., Кэрэшел, В.: **О компенсировании и фильтрировании гармоник в случае управленных выпрямителей.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1 январь 1990 г., стр. 42

В работе представляются и рассматриваются типы компенсирующих и фильтрирующих устройств, использующих, и полученные экспериментальные результаты сравнительно с случаем электроприводов, неоснащённых с такими оборудованиями в буровых установках.

УДК 681.3.06: 621.314

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИ ПОМОЩИ ЭВМ
СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РИСОВАНИЯ

Кырстя, Д. и др,: **Программный пакет для автоматического рисования узла общепредложенного для силовых трансформаторов.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990 г., стр. 45

Работа предлогает исключение рисования в актуальной форме общепредложенного узла для силовых трансформаторов автоматическом рисованием, следуя за соЗдание ,,ключевой'' системы для получения предназначенных экспорту предложений.

УДК 681.3.06: 621.314

ВЫБОР, ОБРАБОТКА ДАННЫХ
ЭТАЛОНИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
СИЛА

Ницэ, М., Михалча, И., Габэр, Е.: **Система выбора и обработки данных с НС 85 и модулями MIND.**

Е.Е.А — **Electrotehnica 38,** № 1, январь 1990, г., стр. 49

Работа представляет решение конструктивных элементов и преимущества системы накопления и обработки данных, формированной ЭВМ типа НС 85, присоединённой с модулями MIND, в настоящем использованная система при стэнде эталонирования силовых трансформаторов, оснащающих взвешивающими устройствами, изготовленные в предприятии ICSIT — MTAE г. Крайова.

ПРИМЕЧАНИЯ

CONTENTS

EDITORIAL

Tănăsescu, Fl. T.: **Heinrich Rudolph Hertz Centenary.**
E.E.A. — **Electrotehnica, 38,** No. 1, Jan. 1990, p. 1

CZ 538.3

Mocanu, C. I.: **Extension Maxwell-Hertz Electrodynamics to Relativist Speeds.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** No. 1, Jan. 1990, p. 1

Starting from a qualitative analysis of Maxwell equation structures for immobile media and Maxwell-Hertz for small speed movable media, in this work the author extends it also to the field of relativist speeds. The new theory does not require a formulation of postulates, but it confirms the two principles of Einstein's restricted relativity. In that way, the Hertzian electrodynamics at relativist speeds is a viable alternative for any kind of motion, inertial or non-inertial, justifying the apllication of some from the concepts and investigation methods of Maxwell-Hertz theory to great speed s as well.

DC 622.242

CONTROL STATION
ELECTRIC DRILLING EQUIPMENT

Solea, V. a.o.: **Control Station for the F 200-DEC Electric Drilling Equipment with Micro-Power Plant Supply.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38, no. 1,** Jan 1990, p. 18

After the presentation of the schematic diagram of the control station, the main components — micro-power station, converters for d.c. motor actuation, distribution of auxiliary services and the air-conditioning compartment are described. The major technical features and their consequent advantages are then stated.

DC 621.3 :037 :621.337

RAILWAY TRACTION
AUTOMATIZATION
REMOTE CONTROL

Gaber, E., Iacob, A., Brînduşa, C.: **System of Control and Signal Transmission between Suburban Electric Frame Units.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 23

The transmission of logic pulses between cars and sections of a suburban electric frame as well as their processing is done by means of a LOGI-MUX system. The paper describes this sequential logic-based transmission and processing system and the means of serial transmission with frequency pulse modulation.

DC 621.314 : 621.745

THYRISTORIZED CONVERTER
CONTROL ALGORITHM

Cărăşel, V. a.o.: **Medium-frequency Equipment for Induction Melting Units.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 25

A medium frequency (2 500 Hz) equipment with static elements for electrothermics is presented. After determining the sizing relationships for the power circuit and the algorithm used in the control diagram, the experimental results are illustrated.

DC 621.316.57

MEDIUM-VOLTAGE BREAKERS
DIELECTRIC STRENGTH

Curcanu, G. a.o.: **Method of Assessment for Medium-Voltage Circuit Breakers in Switching Tests on the Basis of No-Load Dielectric Characteristics.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 29

Using the mathematical model of dielectric strength for a medium-voltage small-oil-volume circuit-breaker, on the basis of no-load dielectric characteristics a method of assessment for circuitbreaker behaviour to switching tests is shown.

DC 621.316.57

HIGH-VOLTAGE MOTORS
SWITCHING TESTS

Arnăutu, C. a.o.: **Aspects of Small Inductive Currents Switching on Disconnecting Medium-Voltage Circuit-Breaker Motors.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 34

A study on physical processes in small inductive curent switching on disconneting a motor is presented and a circuit-breaker test method for this operating state is suggested.

DC 621.317.39

ELECTRIC MEASUREMENT OF POWER
MAGNETOELASTICITY
MEASURING TREES

Marinescu, A. a.o.: **Industrial Force Measurement with Magnetoelastic Measuring Trees.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 37

The paper presents the application of magneto-elastic tensometry in the production of measuring trees. The operating principle, tree sizing, metrological characteristics, output pulse processing and display are described. Also, several units already manufactured and put into operation are presented.

DC 621.314 : 622.242

COMPENSATION EQUIPMENT
FILTERING EQUIPMENT
ELECTRIC DRIVE

Dumitru, M., Cărăşel, V.: **Considerations on Harmonic Compensation and Filtration in Controlled Rectifiers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 42

The paper shows and analyzes the types of compensating and filtering equipment and the comparative experimental results for electric drives without such an equipment, in drilling installations.

DC 681.3.06 : 621.314

COMPUTER-AIDED DESIGN
AUTOMATIC PLOTTING SYSTEMS

Cîrstea, D. a.o.: **Program Package for Automatic Plotting of Offer-General Assembly on Power Transformers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 45

The paper aims at eliminating the current type of plotting the offer-general assembly in power transformers by approaching automatic plotting, and the production of a turn-on system to obtain export offers.

DC 681.3.06 : 621.314

DATA ACQUISITION AND PROCESSING
POWER TRANSDUCER

Niţă, M., Mihalcea, I.,Gaber, E: **Data Aqeuisition and Processing on HC 85 and MIND Modules.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 1, Jan 1990, p. 49

The paper presents the hardware solutions and advantages of a data acquisition and processing system that comprises a HC 85 computer linked with MIND modules, which is currently used in a calibration stand for power transducer, that equip weighing units produced by ISCIT-MTAE Craiova.

SOMMAIRE

EDITORIAL

Tănăsescu, Fl. T.: **Centenaire Heinrich Rudolph Hertz.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, jan. 1990, p. 1

CD 538.3

Mocanu, C. I.: **L'extension de l'lectrodynamique Maxwell-Hertz aux vitesses relativistes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 1, jan 1990, p. 4

En partand d'une analyse qualitative de la structure des équation de Maxwell pour des milieux immobiles et de Maxwell-Hertz pour des milieux en mouvement à petites vitesses, dans cet article l'auteur fait l'extension aussi au secteur des vitesses relativistes. La nouvelle theorie ne nécessite pas la formulation des postulat, mais confirme les deux principes de la relativité restreinte d'Einstein. Dans ce cas l'electrodynamique hertzienne aux vitesses relativistes est une alternative viable pour toute sorte de mouvements, inertielle ou neinertielle, en légitimant l'application aussi pour les grandes vitesses des certains concepts et méthodes d'investigation de la théorie Maxwell-Hertz.

CD 622.242

POSTE DE COMMANDE ET RÉGLAGE
EQUIPEMENT ÉLECTRIQUE DE FORAGE

Solea, V. et al.: **Poste de commande et réglage pour l'équipement électrique de forage F 200-DEC alimenté par une microcentrale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n° 1, janv 1990, pg. 18

Aprés avoir décrit le schéma de principe du poste de commande et réglage, on y présente les principales parties composantes: microcentrale, convertisseurs pour l'entrainement des moteurs a c.c., distribution des services auxiliaires et climatisation. On y énonce les principales caractéristiques techniques et les avantages qui en résultent.

CD 621.3.037 : 621.337

TRACTION FERROVIAIRE
AUTOMATISATIONS
COMMANDE À DISTANCE

Gaber, E., Iacob, A., Brînduşa, C: **Système de transmission des commandes et des signalisations entre les unités des rames électriques sous-urbaines.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv 1990, pg. 23

La transmission des signaux logiques entre les wagons et les sections d'une rame électrique sous-urbaine et leur traitement sont assurés a l'aide d'un système LOGI-MUX. Cet ouvrage décrit ce système de transmission et de traitement par coommande séquentielle et des moyens de transmission sérielle par modulation d'impulsions en fréquence.

CD 621.314 : 621.745

CONVERTISSEUR À THYRISTORS
ALGORITHME DE COMMANDE

Cărăşel, V. et al.: **Equipement de moyenne fréquence pour installations de fusion par induction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv. 1990, pg. 25

On y présente un équipement de moyenne fréquence (2500-Hz) réalisé a l'aide d'éléments statiques pour électrothermie. Aprés avoir précisé les relations de dimensionnement du circuit de force et l'algorithme employé dans le schéma de commande et réglage, on y souligne les résultats exprimentaux obtenus.

CD 621.316.57

INTERRUPTEURS DE MOYENNE TENSION
RIGIDITÉ DIÉLECTRIQUE

Curcanu, G. et al.: **Mèthode pour apprècier le comportement des interrupteurs de moyenne tension, à une petite quantité d'huile aux essais de commutation, compte tenu des caractéristiques diélectriques de marche à vide.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv 1990, pg. 29

Appliquant le modéle mathèmatique de la rigidité diélectrique pour un interrupteur de moyenne tension à une petite quantité d'huile, compte tenu des caractéristiques dielectriques de marche à vide, on y présente une méthode d'appréciation du comportement des interrupteurs aux essais de commutation.

CD 621.316.57

MOTEURS DE BASSE TENSION
ESSAIS DE COMMUTATION

Arnăutu, C. et al.: **Aspects concernant la commutation des courants faibles inductifs à la déconnexion des moteurs à interrupteurs de moyenne tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv 1990, pg. 34

On y présente l'etude des processus physiques à la commutation des courants faibles inductifs dans le cas de la déconnexion des moteurs et l'on y propose une méthode d'essai des interrupteurs pour ce regime de fonctionnement.

CD 621.317.39

MESURE ÉLECTRIQUE DES FORCES
MAGNÉTO-ÉLASTICITÉ
ARBRES DE MESURE

Marinescu, A. et al.: **Mesure industrielle des forces par arbres de mesure de type magnéto-élastique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv 1990, pg. 37

Dans cet ouvrage on présente l'application des principes de la tensométrie magnéto-élastique afin de réaliser des arbres de mesure. On y decrit: le principe de fonctionnement, le dimensionnement de l'arbre, les caractéristiques métrologiques, le traitement du signal de sortie et l'affichage de celuici. On y presente aussi quelques installations réalisées et mises en fonction.

CD 621.314 : 622.242

ÉQUIPEMENT DE COMPENSATION
ÉQUIPEMENT DE FILTRAGE
ENTRAÎNEMENT ÉLECTRIQUE

Dumitru, M., Cărăşel, V.: **Considérations sur la compensation et le filtrage des harmoniques des redresseurs commandés.**

E.E.A. — **Electrotehnica, 38,** n°1, janv. 1990, pg. 42

Dans cet ouvrage on présente et l'on analyse les types d'équipements de compensation et de filtrage utilisés et les resultats expérimentaux obtenus comparativement dans le cas des systémes d'entrainement électrique n'étant pas pourvus de ce type d'equipement pour les installations de forage.

CD 681.3.06 : 621.314

CONCEPTION ASSISTÉE PAR L'ORDINATEUR
SYSTÉMES DE DESSIN AUTOMATIQUE

Cîrstea, D. et al.: **Paquet de programmes pour dessiner automatiquement l'ensemble général-offre aux transformateurs de force.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n°1, janv 1990, pg. 45

On se propose d'éliminer le dessin de la forme actuelle de l'ensemble général-offre aux transformateurs de force par le dessin automatique, ayant en vue la réalisation d'un système ,,cle alamain" pour obtenir les offres destinées a l'exportation.

CD 681.3.06 : 621.314

SAISIE, TRAITEMENT DES DONNÉES
ETALONNAGE DES TRADUCTEURS FORCE

Niţă, M., Mihalcea, I., Gaber, E.: **Systéme de saisie et traitement des données à l'aide de l'ordinateur HC 85 et des module MIND.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** n° 1, janv 1990, pg. 49

On y présente la solution hardware et les avantages d'un systéme de saisie et de traitement des données, comportant un ordonateur HC 85 et des modules MIND, systéme utilisé a présent pour un stand d'étalonnage des traducteurs de force dont sont pourvues les installations de pesage produites a ICSIT—MTAE Craiova.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE ŞI ELECTRONICE

Electrotehnica nr. 1

Editorial

Centenarul Heinrich Rudolph Hertz

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU*

În istoria ştiinţei şi tehnicii, Heinrich Rudolph Hertz se singularizează ca o personalitate de excepţie care a intuit în mod genial, confirmînd printr-un experiment crucial, o anticipare teoretică fundamentală şi a elaborat o teorie care avea să deschidă era aplicaţiilor electrotehnicii. Dacă în anul 1988 comunitatea ştiinţifică internaţională a aniversat centenarul epocalei descoperiri a undelor electromagnetice, prevăzute teoretic de Maxwell, în anul 1990 se împlinesc o sută de ani de la elaborarea de către Hertz a primei electrodinamici a corpurilor în mişcare, care constituie şi astăzi fundamentarea teoretică a echipamentelor electrotehnice la viteze mici, în comparaţie cu viteza luminii în vid (generatoare şi motoare electrice rotative şi liniare, servomecanisme etc.).

Născut la 22 februarie 1857 la Hamburg, frecventează cunoscutul liceu Johanneum ale cărui cursuri le-a terminat cu note strălucite acordate de o comisie extrem de exigentă. Înclinări deosebite a dovedit în multe direcţii, care-l vor sprijini în anii ce vor urma în pregătirea experimentelor sale : desenul industrial, aplicaţia practică, predispoziţia pentru inovaţie şi pregătirea unui experiment.

Aceste preferinţe îi conduc în mod evident paşii spre o pregătire în domeniul ştiinţelor aplicate, pe care şi-o aprofundează în Politehnicile din Frankfurt, Dresda, München. Dar surpriză, scrisoarea adresată părinţior săi „aş dori să-mi schimb cariera şi să studiez ştiinţele pure", „să nu ajung un inginer mediocru", anticipă o decizie de mare fermitate pe care o ia, aceea de a „ajunge mai bine un cercetător ştiinţific eminent decît un inginer mediocru".

Trecerea la Universitatea din München (1877—1878) îi lărgeşte şi mai mult orizontul ştiinţific, dezvoltînd simţul independent de abordare a unor problematici, satisfacţia unei descoperiri, a unei contribuţii originale. Îşi stabileşte programe de lucru severe, care să-l facă să simtă tot mai mult satisfacţia rezultatului de valoare, convins că atîta timp cît munceşte numai după cărţile altora, se simte „un membru complet inutil al societăţii".

Faima celebrului Institut de Fizică din Berlin sub conducerea lui Hermann Helmholtz, supranumit de contemporani „Cancelarul ştiinţei germane", concentrase către sfîrşitul secolului trecut pe mulţi dintre cei mai talentaţi tineri din întreaga lume, printre care pe Michelson, Planck, Wien, Goldstein şi Kaiser, care în secolul următor aveau să fie onoraţi cu premiul Nobel. Hertz nu avea să reziste tentaţiei de a face şi el parte din această celebră şcoală şi în anul 1878 se înscrie la cursurile de electricitate şi magnetism predate de Helmholtz. Acesta sesizează aptitudinile excepţionale de experimentator ale tînărului de 21 de ani şi îi încredinţează conducerea laboratorului de fizică experimentală.

Interesul deosebit în cercurile oamenilor de ştiinţă pentru electrodinamică şi, în special, pentru interpretarea corectă a unor experienţe de optică a mediilor în mişcare, a atras atenţia Academiei de Ştiinţe din Berlin, care la propunerea lui Helmholtz a instituit un premiu pentru cercetări experimentale care să confirme natura electromagnetică a luminii. Entuziasmat de această problemă, a cărui rezolvare va constitui scopul întregii lui activităţi, Hertz o abandonează totuşi, fiind preocupat de tema tezei de doctorat, propusă de Helmholtz, privind curenţii induşi în conductoarele în mişcare, situate în cîmp magnetic invariabil în timp. La numai un an de la preluarea temei, Hertz susţine teza de doctorat intitulată „Curenţi induşi în sfera conductoare rotind în cîmp magnetic", cu calificativul „magna cum laude".

Activitatea pe care a depus-o Hertz între anii 1878—1881, ca asistent al lui Helmholtz, a marcat nu numai destinul lui ca om de ştiinţă, dar a statornicit între el şi mentorul lui o stimă, un respect şi o admiraţie reciprocă care avea să se transforme într-o nezdruncinată prietenie. „Dintre toţi elevii pe care i-am avut — spunea Helmholtz — Hertz a pătruns cel mai adînc în centrul preocupărilor mele ştiinţifice şi am socotit că pot lega de el cele mai justificate speranţe privitoare la evoluţia

* *Florin Teodor Tănăsescu* este director al Institutului de Cercetări pentru Industria Electrotehnică (ICPE), profesor asociat la Institutul Politehnic Bucureşti.

sa anterioară şi la îmbogăţirea cunoştinţelor sale". Dîndu-şi seama că după încheierea activităţii de asistent, şansele de a ocupa un post de Privat-Dozent, într-o competiţie acerbă, sînt mici şi în dorinţa de a nu îl pune pe Helmholtz în situaţia jenantă de a-l favoriza, Hertz acceptă în anul 1883 postul, de acelaşi grad, la Universitatea din Kiel. Facilităţile pentru efectuarea de cercetări experimentale de anvergură fiind mult sub nivelul celor de la Institutul de Fizică din Berlin, Hertz îşi concretizează activitatea, în principal, pe cercetări teoretice. În perioada 1883—1885 publică şapte lucrări, printre care şi o interesantă demonstraţie a curentului de deplasare a lui Maxwell, pe considerente de cinetică a electronilor.

Anul 1885 reprezintă o cotitură decisivă în activitatea de experimentator a lui Hertz. La recommandarea aceluiaşi Helmholtz este numit profesor de fizică la Universitatea Tehnică din Karlsruhe, unde după îndelungate cercetări, reuşeşte în anul 1888 să pună în evidenţă fenomenul de radiaţie electromagnetică, cu un dispozitiv constituit dintr-un circuit oscilant alimentat de o bobină Ruhmkorff şi un rezonator alcătuit din două sfere solidarizate de un inel metalic. La 2 februarie 1888 Hertz prezintă Academiei din Berlin lucrarea „Asupra vitezei finite de propagare a acţiunilor electromagnetice", în care studiază interferenţa undelor care se propagă în aer cu cele din lungul unui conductor, iar în martie 1888 lucrarea „Undele electromagnetice în aer şi reflecţia lor". Undele electromagnetice erau, astfel pentru prima dată confirmate experimental şi totodată dovada de necontestat a naturii electromagnetice a luminii. În memoriile sale, Eugen Goldstein descrie modul în care Helmholtz a prezentat în şedinţa Societăţii de Fizică din Berlin, rezultatele obţinute de Hertz : „Onorată asistenţă îmi revine mie deosebita satisfacţie de a vă prezenta astăzi cea mai importantă descoperire din fizica acestui secol". Ulterior, existenţa undelor electromagnetice a fost confirmată de Lodge în Anglia şi de Righi în Italia, care le-a numit, în cinstea descoperitorului lor, „undele hertziene". O nouă etapă se deschidea în ştiinţă, inaugurînd totodată tehnica telecomunicaţiilor fără fir. Deşi i s-a propus să-şi patenteze descoperirea, Hertz refuză la fel ca şi Faraday, motivînd ca şi predecesorul său, că marile descoperiri ale ştiinţei aparţin întregii omeniri.

Hertz, bazat pe o bună cunoaştere a lucrărilor a doi giganţi : Maxwell şi Faraday reuşeşte să verifice ipotezele fundamentate ale teoriilor elaborate de aceştia, iar rezultatul cercetărilor a fost confirmarea acestor ipoteze. Pe Hertz nu l-au impresionat „greutăţile matematice" ale teorei lui Maxwell, ci înţelegerea exactă a semnificaţilor fizice pe care le generează. Hertz sesizează unele „şovăiri" ale lui Maxwell pe care le relevă cu modestia şi decenţa unui adevărat savant aşa cum apar ele în două lucrări de bază ale activităţii sale, apărute în anul 1890 : „Despre ecuaţiile de bază ale electrodinamicii pentru corpuri în repaos" şi „Despre ecuaţiile de bază ale electrodinamicii pentru corpuri în mişcare", M. V. Lave îşi exprimă admiraţia pentru aceste lucrări : „Este drept că de-abia în 1890, H. Hertz dă legii inducţiei a lui Faraday forma unei ecuaţii diferenţiale şi astfel sistemul ecuaţiilor lui Maxwell capătă acea formă simetrică, aproape ca o revelaţie"!

Dacă Faraday a fost un experimentator genial, iar Maxwell un teoretician revoluţionar, o limită a cunoştinţelor ştiinţei electricităţii din acel timp, H. Hertz a fost şi una şi alta. Toţi trei reprezintă cele mai luminoase figuri ale electricităţii, ale unui adevărat sfîrşit de secol al luminii.

Ca urmare a decesului lui Kirchhoff în 1887 la Berlin şi al lui Clausius în 1888 la Bonn, două dintre cele mai importante catedre de fizică din Germania, devin vacante. Helmholtz recomandă celor două institute de fizică pe Hertz, pe care îl caracterizează ca „cel mai talentat fizician pe care îl are astăzi Germania". În scrisoarea din 15 decembrie 1888, Helmholtz îl îndeamnă să prefere postul de la Universitatea din Bonn, precizînd : „Personal regret mult că nu te pot sfătui să revii la Berlin. Cred însă că este în interesul tău să preferi Bonnul. Toţi cei care, ca tine, au în faţa lor încă multe cercetări de efectuat, e mai bine să-şi desfăşoare activitatea departe de marile oraşe". De fapt, Helmholtz avea în vedere şi o mai bună îngrijire a bolii de care suferea Hertz, care se agravase în acel an, Bonnul fiind la acea vreme un centru de renume în domeniul medicinii.

În ultimii ani ai vieţii, Hertz şi-a consacrat activitatea studiului razelor catodice şi a unei mai vechi preocupări privind sistematizarea ecuaţiilor lui Maxwell şi extinderii lor pentru medii în mişcare. În primăvara anului 1890, după publicarea lucrării „Asupra ecuaţiilor fundamentale ale electrodinamicii corpurilor imobile", Hertz reuşeşte să elaboreze în lucrarea „Asupra ecuaţiilor fundamentale ale electrodinamicii corpurilor în mişcare", prima teorie a fenomenelor electromagnetice pentru medii mobile, caracterizată de Max Born ca fiind „de departe de cea mai mare importanţă pentru fizica experimentală şi pentru tehnică".

Calităţile excepţionale de experimentator şi de teoretician au fost însoţite şi de o rar întîlnită onestitate şi modestie, atît în relaţiile lui cu colegii şi studenţii, cît şi în scrierile lui, calităţi care i-au atras admiraţia contemporanilor, consemnate şi de biografii lui. Chinuit de o boală necruţătoare şi de presentimentul deznodămîntului fatal al acesteia, Hertz scria resemnat, cu puţin înainte de moarte, părinţilor, pe care i-a adorat : „Această soartă mi-am dorit-o, nu mi-am ales-o, dar dacă mi-a fost hărăzită trebuie să mă mulţumesc cu ea". Viaţa îi este curmată la 1 ianuarie 1894, înainte de a fi împlinit 37 de ani, părăsindu-şi soţia şi două fiice, împovărate de dificultăţi materiale. Este acelaşi Helmholtz care

insistă și obține acordarea postumă de către Institutul Peter Wilhelm Müller din Frankfurt pe Main, a unui premiu de 15 000 mărci. La cîteva luni ale aceluiași an se stinge din viață și cel care a contribuit la destinul lui Hertz ca om de știință, nu mai puțin celebrul Hermann Ludwig Ferdinand von Helmholtz (1821—1894).

* * *

Revista Electrotehnica, Electronica, Automatica, își face o datorie de onoare prin a prezenta cititorilor săi personalitatea savantului H. Hertz, ale cărui lucrări fundamentale, apărute cu 100 de ani în urmă, au avut o influență remarcabilă asupra electrotehnicii moderne.

Ne exprimăm satisfacția că o personalitate recunoscută a electrotehnicii românești, prof. dr. docent Constantin Mocanu, profesor de Baze ale Electrotehnicii la Facultatea de Electrotehnică a Institutului Politehnic din București, a avut amabilitatea de a ne oferi o lucrare care reprezintă în fapt o sinteză a unor valoroase rezultate publicate de Domnia sa atît în țară, cît și străinătate. Apariția lor în reviste de mare prestigiu precum Archiv für Elektrotechnik și Hadronic Journal, ca și în cărți apărute în edituri de mare ținută precum Editura Academiei din România, Hadronic Press Nonantun, dovedesc actualitatea pe care opera lui Hertz o exercită asupra electrotehnicienilor din zilele noastre, sursele de inspirație benefice pe care opera lui Hertz le generează încă și astăzi cu aceeași mare intensitate, contribuțiile și interpretările noi ce pot fi date unor fenomene prezentate de acesta cu mai mult de o sută de ani în urmă.

Lucrarea publicată de prof. C. Mocanu va fi, sper, o dovadă a celor afirmate mai sus.

În prezenta lucrare a acestuia, autorul își propune și rezolvă problema extinderii teoriei nerelativiste Maxwell—Hertz și la viteze tehnice relativiste. Analiza sistemică confirmă coerența, necontradicția, independența și completitudinea ecuațiilor electrodinamicii noii teorii, condiții îndeplinite de altfel și de teoria lui Einstein.

Concluziile subliniază meritul incontestabil al teoriei herziene ca prin raționamentul inductiv — care stă la baza ei — să elimine incertitudinile generate de postulatele unei teorii fizice.

Lucrarea ilustrează alternativa viabilă pe care o reprezintă electrodinamica herziană la teoria Einstein-Minkowski, ca îmbinînd atît avantajele acesteia, cît și cele ale teoriei Maxwell—Hertz.

CZ 538.3

ELECTRODINAMICA
VITEZA RELATIVISTĂ

Extinderea electrodinamicii Maxwell—Hertz la viteze relativiste

CONSTANTIN I. MOCANU*—BUCUREȘTI

Descoperirile din prima jumătate a secolului trecut ale lui Oerstedt, Ampère, Faraday, Lenz etc., deși cruciale în cunoașterea fenomenelor electrice și magnetice, nu erau în măsură să se constituie într-o teorie sistematică, datorită, în principal, formulării lor globale, pe domenii finite (volume, suprafețe și curbe închise și deschise). Lui Maxwell [1] îi revine meritul eliminării acestei dificultăți prin elaborarea, pentru medii imobile, a unei teorii locale, coerente și necontradictorii, ale cărei relații alcătuiesc un sistem complet și independent de ecuații cu derivate parțiale, în care intervin exclusiv mărimi de stare locală și instantanee, electrice și magnetice.

Experiențele de electrodinamică și optică ale corpurilor în mișcare de la sfîrșitul secolului trecut și începutul acestui secol, printre care cele ale lui Rowland, Eichenwald, Röntgen, Wilson, dar mai ales celebrele experiențe efectuate de Michelson și Morley necesitau și o teorie a fenomenelor electrice și magnetice pentru medii în mișcare. În teoria lui Maxwell, punctul de vedere mecanicist, conform căruia cîmpul electromagnetic ar fi datorat oscilațiilor eterului — fluid cu proprietăți contradictorii — nu influențează structura teoriei și poate fi ignorat; actuala interpretare a cîmpului electromagnetic ca formă de existență a materiei, distinctă de substanța ponderabilă, a asigurat perenitatea electrodinamicii lui Maxwell, ca una dintre puținele teorii pe care nici un experiment nu a infirmat-o. În schimb, în încercarea de a elabora o teorie a fenomenelor electrice și magnetice pentru medii în mișcare, controversata problemă a antrenării eterului de corpurile în mișcare, a intervenit inevitabil; Stokes a admis antrenarea totală a eterului, însă Fresnel a reușit să interpreteze corect experiența lui Fizeau pe baza unei antrenări parțiale, iar Lorentz a fundamentat o teorie microscopică a proprietăților de material, electrice și magnetice, în ipoteza eterului fix.

Optînd pentru varianta eterului complet antrenat, H. R. Hertz, la îndemnul lui Helmholtz, elaborează în lucrarea „Über die Grundgleichungen der Elektrodynamik für bewegte Körper" [2], prima teorie a electrodinamicii corpurilor în mișcare. Cunoscută sub denumirea de teoria Maxwell-Hertz, deși incapabilă de a interpreta unele experiențe la viteze mici (Röntgen, Fizeau, Wilson etc.), a rămas și pînă astăzi *singura teorie pe baza căreia se concep și realizează aplicațiile tehnice ale inducției electromagnetice prin mișcare, care intervine în convertorii electromecanici.* Cu privire la teoria lui Hertz, M. Born scrie [3]: *Ipoteza antrenării totale a eterului a fost aplicată pentru prima dată în mod sistematic la ecuațiile de cîmp ale lui Maxwell de către Hertz. Acesta era pe deplin conștient că un asemenea procedeu putea fi numai provizoriu, pentru că la aplicarea lui la procesele optice trebuiau să apară aceleași dificultăți care au determinat și eșecul teoriei lui Stokes. Însă simplitatea unei teorii, la care nu trebuie să se facă deosebirea între mișcarea eterului și cea a materiei, l-a făcut să o dezvolte și să o discute în detaliu. Cu ocazia aceasta s-a văzut că fenomenele de inducție în conductoare mobile, care au de departe cea mai mare importanță pentru fizica experimentală și pentru tehnică, sînt redate în mod corect de teoria lui Hertz.*

Cincisprezece ani mai tîrziu Albert Einstein, eliminînd din raționamente eterul, are meritul incontestabil de a fi elaborat în celebra lui lucrare „Zur Elekrodynamik bewegter Körper" [4], teoria relativității restrînse, reușind nu numai să interpreteze corect toate experiențele de electrodinamică și optică a corpurilor în mișcare, dar să și evidențieze pentru prima dată caracterul relativist al conceptelor de distanță, durată, simultaneitate a evenimentelor etc., admise ca absolute în fizica clasică. Succesul teoriei relativității restrînse, la care s-a adăugat ulterior și cel al relativității generale, a constituit totodată eșecul definitiv al celorlalte teorii, tributare conceptului de eter.

Și totuși, avantajele de necontestat ale teoriei lui Hertz printre care: caracterul fenomenologic, operarea cu mărimi proprii direct măsurabile, formularea intrinsecă a ecuațiilor, independent de natura carteziană a referențialului, dar mai ales și de cea mai mare importanță, aplicabilitatea ei pentru orice fel de mișcare, inerțială sau neinerțială (translații și rotații accelerate) [5]; de altă parte, restricția impusă de teoria relativității restrînse numai la mișcări inerțiale (rectilinii cu viteză constantă), incompatibile cu cinematica echipamentelor tehnice, operarea cu mărimi relative, precum și unele dificultăți și paradoxuri [6], au polarizat aplicarea celor două teorii în două domenii diferite, de mișcări și viteze ale acestora:

* Prof. dr. doc. șt. teh. ing. Mocanu, C. I. Institutul Politehnic București.

teoria lui Hertz în domeniul oricărui fel de mișcare, dar viteze mici în raport cu viteza luminii în vid, numite în această lucrare, la sugestia lui Born [3], *viteze tehnice nerelativiste*, iar teoria lui Einstein pentru orice fel de viteze, relativiste sau nerelativiste, dar numai pentru mișcări inerțiale. Distincția dintre vitezele tehnice ale mișcărilor de orice fel cu care operează teoria lui Hertz și vitezele mișcărilor inerțiale este esențială. Viteza tehnică este variabilă în spațiu și timp în lungul traiectoriei unui punct material, în schimb viteza mișcării inerțiale este constantă în timp și aceeași în fiecare punct al traiectoriei rectilinii. Spre deosebire de teoria relativității, care operează cu concepte idealizate, teoria lui Hertz este o teorie tehnică, în care intervin conceptele reale ale cinematicii. În prezent, cînd cucerirea cosmosului a extins domeniul vitezelor tehnice nerelativiste și în cel al celor relativiste, avantajele teoriei lui Hertz sugerează generalizarea ei și la viteze comparabile cu viteza luminii în vid. Argumentele menționate mai sus au constituit principalele motivații ale încercării autorului acestei lucrări de a extinde teoria lui Hertz și la *viteze tehnice relativiste*, teorie numită,— ca o recunoaștere a contribuției și de teoretician a lui Hertz, — *Electrodinamica hertziană a corpurilor în mișcare, la viteze relativiste* [7—13]. Noua teorie se elaborează independent de teoria lui Einstein. Analiza calitativă a teoriei lui Maxwell pentru medii imobile și a lui Hertz pentru medii în mișcare, evidențiază caracterul aproximativ al acesteia din urmă. Un proces iterativ, fundamentat pe principiul recurenței inductive a lui Poincaré, în care teoria lui Hertz constituie iterația de ordinul unu, permite stabilirea unui șir infinit de sisteme de ecuații; prin iterații care se succed de la viteze mici la viteze mari, șirul infinit al sistemelor de ecuații este convergent dacă și numai dacă viteza este mai mică decît viteza de propagare a luminii în vid, iar la limită sistemul iterativ de ordinul n, are pentru $n \to \infty$ aceeași formă cu sistemul ecuațiilor lui Maxwell. În acest fel, noua teorie — în raționamentele căreia nu intervin postulate — confirmă cele două principii ale teoriei lui Einstein, cel al covarianței, respectiv al invarianței vitezei luminii în vid.

Elaborarea teoriei locale a lui Maxwell, prezentată din punctul de vedere sistemic al criteriilor de coerență, noncontradicție, independență și completitudine, face obiectul primei părți a lucrării. Aceleași criterii ale analizei sistemice evidențiază, în a doua parte a lucrării, structura defectivă a ecuațiilor lui Hertz, iar în ultima parte se elaborează electrodinamica hertziană a corpurilor în mișcare la viteze tehnice relativiste. Lucrarea se încheie cu unele considerații privind noua teorie, versus electrodinamica relativității restrînse.

1. Analiza calitativă a teoriei lui Maxwell pentru medii imobile

1.1. Mărimile și legile cîmpului electromagnetic în formulări globală și integrală. În vederea elaborării teoriei locale a cîmpului electromagnetic pentru medii imobile, Maxwell a avut la dispoziție cinci relații stabilite de Ampère, Faraday și Gauss, formulate global pe varietăți spațiale finite; aceste relații valabile pentru orice mod de variație în timp a mărimilor și pentru orice fel de mișcare a corpurilor sînt următoarele [5]:

— relațiile globale ale fluxurilor electric ψ_Σ și magnetic Φ_Σ,

$$\psi_\Sigma = q_\Sigma; \quad \Phi_\Sigma = 0; \tag{1}$$

— relațiile globale ale inducției electromagnetice (Faraday), circuitului magnetic (Ampère) și conservării sarcinii electrice,

$$u_{e\Gamma} = -\frac{d\Phi_{S_\Gamma}}{dt}; \quad u_{m\Gamma} = i_{S_\Gamma}; \quad i_\Sigma = -\frac{dq_\Sigma}{dt}, \tag{2}$$

în care intervin exclusiv mărimi globale și anume: q_Σ este sarcina electrică situată în domeniul v_Σ mărginit de suprafața închisă Σ; $u_{e\Gamma}(u_{m\Gamma})$ este tensiunea electromotoare (magnetomotoare) în lungul curbei închise Γ; $\psi_{S\Gamma}(\Phi_{S\Gamma})$ este fluxul electric (magnetic) prin suprafața deschisă S_Γ delimitată de Γ, iar i_Σ (i_{S_Γ}) este intensitatea curentului electric de conducție prin Σ (S_Γ), (fig. 1).

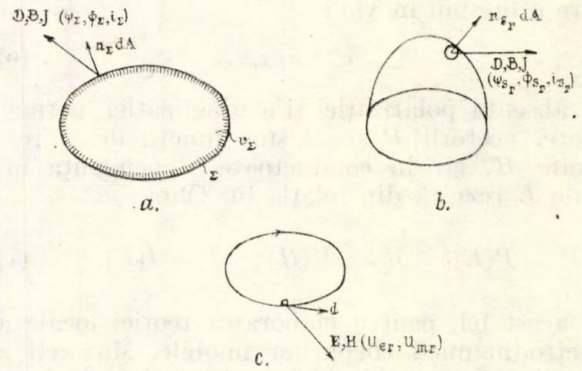


Fig. 1

O teorie locală a cîmpului electromagnetic nu poate fi elaborată decît definind în prealabil mărimi locale din mărimile globale care intervin în relațiile (1.2). În acest scop, pe baza conceptului de linie de cîmp (intuit de Faraday ca tub elementar de flux), Maxwell interpretează numărul liniilor de cîmp uniform pe unitatea de suprafață ca densitate de flux electric, respectiv magnetic, adică *inducția electrică* D, respectiv *magnetică* B, (expresiile *electric flux density* și *magnetic flux density* fiind încă păstrate în literatura de limbă engleză); corespunzător, definește *densitatea curentului electric de conducție* J, al cărei flux

este curentul $i_\Sigma(i_{S_\Gamma})$. Similar, Maxwell introduce *intensităţile cîmpurilor electric* E, respectiv *magnetic* H, corespunzînd tensiunilor electrică u_e, respectiv magnetică u_m, pe unitatea de lungime în cîmp uniform. La fel ca masa, sarcina electrică se consideră distribuită cu *densitate de volum* ρ_v, iar stările de polarizare a corpurilor cu *vectorul de polarizaţie electrică* P, respectiv de *magnetizaţie* M, [5]. Cu cele opt mărimi locale D, B, E, H, P, M, J şi ρ_v relaţiile globale (1, 2) se transformă în *relaţiile integrale:*

$$\oint_\Sigma D\, n_\Sigma dA + \int_{v_\Sigma} \rho_v dv\,; \quad \oint_\Sigma B\, n_\Sigma dA = 0\,; \tag{3}$$

$$\oint_\Gamma E\, ds = -\frac{d}{dt}\int_{S_\Gamma} B\, n_{S_\Gamma} dA\,; \quad \oint_\Gamma H\, ds = \int_{S_\Gamma} J n_{S_\Gamma} dA\,;$$

$$\oint_\Sigma J n_\Sigma dA = -\frac{d}{dt}\int_{v_\Sigma} \rho_v dv. \tag{4}$$

Maxwell a stabilit că între vectorii D, E, P, respectiv B, H, M există relaţii de dependenţă liniară, numite şi *ecuaţii constitutive* [5],

$$D = \varepsilon_0 E + P\,; \quad B = \mu_0(H + M), \tag{5}$$

în care ε_0 este permitivitatea absolută, μ_0 este permeabilitatea absolută şi c, viteza de propagare a luminii în vid:

$$c^{-2} = \varepsilon_0 \mu_0. \tag{6}$$

În absenţa polarizaţiei şi magnetizaţiei permanente, vectorii P şi M sînt funcţii de E respectiv H, iar în conductoare, dependenţa lui J de E rezultă din relaţia lui Ohm,

$$P = P(E)\,; \quad M = M(H)\,; \quad J = J(E). \tag{7}$$

În acest fel, pentru elaborarea teoriei locale a electrodinamicii corpurilor imobile, Maxwell a stabilit *sistemul hibrid* constituit din cinci relaţii integrale (3), (4) şi cinci relaţii locale (5),(7).

Orice teorie de cîmp de vectori, deci şi teoria cîmpului electromagnetic, îşi propune să determine mărimile locale $F(D, E, P, B, H, M, J, A)$ şi scalare $\Lambda(\rho_v, V)$ în fiecare punct din domeniul v_Σ mărginit de suprafaţa de frontieră Σ şi în fiecare moment t (A, respectiv V fiind potenţialele electrodinamice vector, respectiv scalar). În analiza vectorială, o teoremă pe care, datorită rolului important în elaborarea electrodinamicii hertziene la viteze relativiste, o vom numi *teorema fundamentală a cîmpurilor de vectori* (prescurtat *TFCV*), stabileşte condiţiile în care vectorul cîmp F este unic determinat, cum urmează: vectorul cîmp $F(r, t)$ este complet determinat în fiecare punct reperat de raza vectoare r şi la momentul t, dacă se cunosc în fiecare punct din v_Σ, divergenţa lui F, div$F$, rotorul lui F, rot$F$ şi condiţiile la limită (iniţiale la $t = 0$ şi pe frontiera Σ).

1.2. Formele locale ale ecuaţiilor cîmpului electromagnetic pentru medii imobile. Întrucît pentru medii imobile viteza e nulă ($v = 0$), convenim să notăm cu indicele 0 atît mărimile electrice şi magnetice, cît şi operatorii corespunzători, raportaţi la referenţialul propriu S_0. Aplicînd ecuaţia (3) transformata Gauss-Ostrogradski, se obţin următoarele ecuaţii locale:

$$\mathrm{div}_0 D_0 = \rho_0\,; \quad \mathrm{div}_0 B_0 = 0. \tag{8}$$

Deoarece în cazul mediilor imobile varietăţile spaţiale Γ, Σ, S_Γ şi v_Σ nu se modifică în timp, în relaţiile integrale (4) operatorii de derivare parţială în raport cu timpul şi de integrare spaţială sînt comutabili. Aplicînd primelor două ecuaţii (4) transformata Stokes şi ultimei ecuaţii (4) transformata Gauss-Ostrogradski, se deduc ecuaţiile locale:

$$\mathrm{rot}_0 E_0 = -\frac{\partial B_0}{\partial t}\,; \quad \mathrm{rot}_0 H_0 = J_0\,;$$

$$\mathrm{div}_0 J = -\frac{\partial \rho_{v0}}{\partial t_0}. \tag{9}$$

Adăugînd cele cinci ecuaţii locale (5, 7), raportate, de asemenea, la S_0:

$$D_0 = \varepsilon_0 E_0 + P_0\,; \quad B_0 = \mu_0(H_0 + M_0)\,; \tag{10}$$

$$P_0 = P_0(E_0)\,; \quad M_0 = M_0(H_0)\,; \quad J = J_0(E_0), \tag{10}$$

se deduce *sistemul constituit din zece ecuaţii locale* (8—11) *ale cîmpului electromagnetic,* pentru medii imobile.

1.3. Analiza sistemică a ecuaţiilor (8—11). *Sistemul coerent şi necontradictoriu, independent şi complet al ecuaţiilor lui Maxwell.* Analiza calitativă a teoriei oricărui domeniu al fizicii este o analiză sistemică (în sensul teoriei generale a sistemelor) dacă implică verificarea coerenţei, noncontradicţiei, independenţei şi completitudinii ecuaţiilor care o descriu.

Criteriul coerenţei. În conformitate cu teorema fundamentală a cîmpurilor de vectori, ecuaţiile (8—11) determină oricare din vectorii $F_0(D_0, E_0, P_0, B_0, H_0, M_0, J_0)$, dacă ele conţin explicit sau implicit $\mathrm{div}_0 F_0$, $\mathrm{rot}_0 F_0$ şi se prescriu condiţiile iniţiale şi pe frontieră. De exemplu, pentru determinarea lui E_0, din prima

ecuație (9) rezultă $\mathrm{rot}_0 E_0$, iar din prima ecuație (8) se deduce $\mathrm{div}_0 E_0$, cum urmează,

$$\mathrm{div}_0 E_0 = -(\rho_{v0} + \rho_{v0p})/\varepsilon_0,$$

în care $\rho_{v0p} = -\mathrm{div}_0 P_0$ este densitatea sarcinii electrice de polarizație. Similar, pentru determinarea lui H_0, din a doua ecuație (9)se obține $\mathrm{rot}_0 H_0$, iar din a doua ecuație (8) se obține $\mathrm{div}_0 H_0$:

$$\mathrm{div}_0 H_0 = \rho_{v0mp}/\mu_0,$$

în care $\rho_{v0mp} = -\mu_0 \mathrm{div}_0 M_0$ este densitatea sarcinii de polarizație magnetică. Un calcul asemănător pentru celelalte mărimi vectoriale confirmă coerența sistemului de ecuații (8—11) cu TFCV.

Criteriul noncontradicției. Maxwell a observat că ultimele două ecuații (9) sînt contradictorii ; luînd divergența ambilor membri ai primei ecuații (9) se obține $\mathrm{div}_0 J_0 = 0$, ceea ce contrazice ultima ecuație (9). Luînd însă derivata în raport cu timpul a ambilor membri ai primei ecuații (8) :

$$\mathrm{div}_0 \frac{\partial D_0}{\partial t_0} = \frac{\partial \rho_0}{\partial t_0},$$

și introducînd aditiv termenul $\partial D_0/\partial t_0$ în membrul al doilea al celei de a doua ecuații (9), aceasta se transformă astfel :

$$\mathrm{rot}_0 H_0 = J_0 + \frac{\partial D_0}{\partial t_0} \qquad (12)$$

și în acest fel contradicția semnalată e eliminată. Maxwell are meritul de a fi prevăzut că nu numai curentul electric de conducție, dar și cel de deplasare de densitate $\partial D_0/\partial t_0$ (așa cum a denumit el acest termen) este în măsură să stabilească cîmp magnetic. Experiența confirmă curentul de deplasare care justifică curentul electric variabil în timp în circuitul cu condensator. Este un exemplu, cum exclusiv prin analiză logică (metateorie), se anticipă existența unui fenomen fizic.

Ecuației locale (12) îi corespund următoarele relații globală, respectiv integrală :

$$u_{m\Gamma} = i_{S\Gamma} + \frac{d\psi_{S\Gamma}}{dt} \; ; \quad \oint_\Gamma H\, ds =$$

$$= \int_{S_p} J n_{S\Gamma} dA + \frac{d}{dt} \int_{S\Gamma} D n_{S\Gamma} dA, \qquad (13)$$

care generalizează a doua ecuație (2) și a doua ecuație (4). Ecuațiile (13) alcătuiesc formele globală, respectiv integrală ale *legii circuitului magnetic* (*legea generalizată a lui Ampère*), corespunzînd formei locale (12). Cu excepția ecuațiilor (9) — care conținînd derivate în raport cu timpul au un caracter procesual, sînt *ecuații de evoluție* — celelalte ecuații (8) și (10, 11) descriu starea la un moment dat și sînt prin urmare *ecuații de stare*. Cu referire la această clasificare a ecuațiilor cîmpului electromagnetic, se precizează că Maxwell a demonstrat că în regim variabil în timp, ecuația de stare a lui Ampère (9) este un caz particular al ecuației de evoluție (12).

Criteriul independenței sistemului de ecuații. Dacă prin operații algebrice sau de analiză (aplicarea de operatori, div, rot, grad, $\partial/\partial t$) nici una din ecuațiile (8—11) nu rezultă din celelalte, sistemul de ecuații (8—11) este independent. Se observă însă că, luînd divergența ambilor membri ai primei ecuații (9), se obține :

$$\mathrm{div}_0 \mathrm{rot}_0 E_0 = -\mathrm{div}_0 \frac{\partial B_0}{\partial t_0} = -\frac{\partial}{\partial t_0} \mathrm{div}_0 B_0 = 0,$$

adică $\mathrm{div}_0 B_0 = \mathrm{const}$ în timp. Pînă la o constantă în raport cu timpul (nesemnificativă pentru cîmpul electromagnetic), rezultă că din prima ecuația (9) rezultă a doua ecuație (8). Ca urmare, cele două ecuații sînt liniar dependente. Dintre cele trei ecuații scalare în care se descompune prima ecuație vectorială (9) și a doua ecuație scalară (8), trebuie eliminată una din ele. În scopul menținerii formulării vectoriale e preferabil să se elimine cea de a doua ecuație (8). Similar, se observă că luînd divergența ambilor membri ai ecuației (12) și ținînd seama de prima ecuație (8) :

$$\mathrm{div}_0 \mathrm{rot}_0 H_0 = 0 = \mathrm{div}_0 J_0 + \mathrm{div}_0 \frac{\partial D_0}{\partial t_0} =$$

$$= \mathrm{div}_0 J_0 + \frac{\partial}{\partial t_0} \mathrm{div}_0 D_0 = \mathrm{div}_0 J_0 + \frac{\partial \rho_0}{\partial t_0}$$

respectiv :

$$\mathrm{div}_0 J_0 + \frac{\partial \rho_0}{\partial t_0} = 0, \qquad (13,a)$$

se regăsește ultima ecuație (9). Ca urmare, primele ecuații (8) și (9) și ecuația (12) sînt liniar dependente și dintre cele cinci ecuații scalare care le corespund, urmează a fi suprimată o ecuație scalară. Din același motiv al menținerii formulării vectoriale, e preferabil să se elimine ecuația (12).

Criteriile de coerență, noncontradicție și independență selectează din ecuațiile (8—11), următoarele opt ecuații :

$$D_0 = \varepsilon_0 E_0 + P_0; \quad B_0 = \mu_0 (H_0 + M_0); \tag{14}$$

$$\mathrm{div}_0 D_0 = \rho\, v_0; \tag{15}$$

$$\mathrm{rot}_0 E_0 = -\frac{\partial B_0}{\partial t_0}; \quad \mathrm{rot}_0 H_0 = J_0 + \frac{\partial D_0}{\partial t_0}; \tag{16}$$

$$P_0 = P_0 (E_0); \quad M_0 = M_0(H_0);$$

$$J_0 = J_0 (E_0). \tag{17}$$

Criteriul de completitudine al sistemului de ecuații (14—17). Celor opt ecuații (14—17) din care șapte sînt vectoriale și una scalară, le corespund în total $7 \times 3 + 1 = 22$ ecuații scalare cu 22 scalari necunoscuți și prin urmare este satisfăcută și condiția de completitudine. Ecuațiile (14—17) alcătuiesc *sistemul coerent și necontradictoriu, independent și complet al ecuațiilor locale ale lui Maxwell pentru medii imobile.*

2. Analiza calitativă a teoriei Maxwell-Hertz pentru medii în mișcare

Raționamentul care a constat din verificarea celor patru criterii de analiză sistemică și care a permis sistematizarea ecuațiilor locale ale lui Maxwell pentru medii imobile va trebui aplicat și în cazul electrodinamicii mediilor în mișcare.

Prima dificultate care intervine în formularea unei teorii locale a cîmpului electromagnetic pentru corpuri în mișcare consistă în intervenția unei variabile suplimentare — viteza v — care, conform criteriului de completitudine ar necesita încă o ecuație vectorială, sau trei ecuații scalare, în care să intervină v (sau componente ale acesteia). Întrucît această ecuație care implică o nouă lege a electromagnetismului nu există (cel puțin pînă în prezent), acest procedeu nu poate fi luat în considerare.

Einstein a eliminat această dificultate postulînd *principiul relativității restrînse* sau *covarianței*, conform căruia ecuațiile legilor naturii au aceeași formă în raport cu oricare dintre referențialele inerțiale aflate între ele în mișcare. Ca urmare, și în cazul electrodinamicii, ecuațiile (14—17) raportate la referențialul propriu S_0 se transcriu identic în raport cu referențialul S față de care S_0 se deplasează inerțial cu viteza v. În acest fel, viteza v nu apare în ecuații fiind transferată în relațiile de transformare ale mărimilor de la S_0 la S și de la S la S_0. Este evident că datorită covarianței ecuațiilor în raport cu oricare dintre referențialele inerțiale, teoria lui Einstein satisface criteriile analizei sistemice.

Este important de subliniat că în teoria lui Einstein se *postulează covarianța formelor locale ale ecuațiilor*; mai precis, dacă mărimile F_0, Λ_0 satisfac ecuațiile locale (14—17) raportate la S_0, atunci mărimile F, Λ satisfac ecuații locale raportate la S care se obțin din (14—17), suprimînd indicele 0.

2.1. Sistemele compact și dezvoltat ale ecuațiilor Maxwell—Hertz pentru medii în mișcare. Dacă pentru stabilirea ecuațiilor locale ale electrodinamicii mediilor imobile Maxwell a avut la dispoziție numai cele cinci ecuații globale (1, 2), care, de altfel, nu alcătuiesc o teorie, în schimb atît Hertz, cît și Einstein au pornit, deși pe căi diferite, de la teoria sistematic constituită a lui Maxwell. Punctul de plecare al electrodinamicii relativiste a lui Einstein îl constituie ecuațiile locale ale lui Maxwell (14—17), spre deosebire de Hertz care și-a elaborat teoria pornind de la formulările integrale (3, 4), și (13). De altfel, în același an al apariției lucrării de electrodinamică a corpurilor în mișcare [1], Hertz a publicat lucrarea „Über die Grundgleichungen der Elektrodynamik für ruhende Körper" [15], fiind la acea vreme unul dintre puținii susținători pe continent ai opiniilor lui Maxwell.

În vederea extinderii teoriei lui Maxwell pentru medii în mișcare, în teoria lui Hertz se admit următoarele ipoteze [5] :

— la fel ca în teoria lui Maxwell, vidul este considerat în sensul spațiului lipsit de substanță corporală, chiar dacă aceasta este atît de rarefiată în anumite regiuni încît mărimile ei de stare locală și instantanee pot fi considerate nule. În conformitate cu acest model al teoriei, speciile de mărimi fizice sînt proprietăți locale cu repartiție continuă în spațiu și evoluție continuă în timp. Oricît de rarefiată este substanța ponderabilă, fiecărui punct din spațiu i se poate asocia un punct material cu o stare de mișcare determinată univoc de viteză și un referențial propriu S_0 în raport cu care singura schimbare posibilă este numai în timp. În cazul mediilor deformabile acest referențial e diferit de la punct la punct ;

— starea electromagnetică locală și instantanee a cîmpului și corpurilor se descrie exclusiv cu ajutorul mărimilor proprii F_0 (D_0, E_0, P_0, B_0, H_0, M_0, J_0, A_0) și $\Lambda_0(\rho_0, V_0)$ definite în raport cu referențialul propriu S_0 ;

— sistemul hibrid, constituit din relațiile integrale (3, 4), (13) și locale (10, 11) scrise pentru mărimile proprii F_0 și Λ_0, dar raportate la referențialul S, în raport cu care S_0 se mișcă cu viteza v, este valabil pentru orice fel de mișcare inerțială sau *neinerțială* ;

— curbele Γ în lungul cărora se calculează tensiunile electromotoare și magnetomotoare, precum și suprafețele Σ și $S\Gamma$ prin care se calculează fluxurile electric și magnetic, sînt antrenate de mișcarea mediului.

La sugestia lui Helmholtz, Hertz a reformulat relațiile integrale de evoluție (4) și (13), introducînd operatorii de derivare totală în raport cu timpul ai integralelor curbilinie, de suprafață și de volum, definiți cum urmează (5, 7] :

$$\frac{d}{dt}\oint_{\Gamma} F\,ds = \oint_{\Gamma}\frac{d_c F}{dt}\,ds;\quad \frac{d_c F}{dt} =$$

$$= \frac{\partial F}{\partial t} - v \times \operatorname{rot} F + \operatorname{grad} F \cdot v; \qquad (18)$$

$$\frac{d}{dt}\int_{S_\Gamma} F\, n_{S_\Gamma} dA = \int_{S_\Gamma}\frac{d_f F}{dt}\, n_{S_\Gamma} dA;$$

$$\frac{d_f F}{dt} = \frac{\partial F}{\partial t} + v\,\operatorname{div} F + \operatorname{rot}(F \times v); \qquad (19)$$

$$\frac{d}{dt}\int_{v_\Sigma}\lambda\, dv = \int_{v_\Sigma}\frac{d_v\lambda}{dt}\,dv;\quad \frac{d_v\lambda}{dt} = \frac{\partial\lambda}{\partial t} + \operatorname{div}\lambda v, \qquad (20)$$

în care :

$$\frac{d_c F}{dt},\ \frac{d_f F}{dt};\ \frac{d_v\lambda}{dt},$$

sînt *derivatele totale curbilinie, de flux*, respectiv *de volum*, v fiind viteza. Cu acești operatori, relațiile integrale de evoluție (4) și (13) scrise pentru mărimi proprii, se transformă astfel :

$$\oint_{\Gamma} E_0\, ds = -\int_{S_\Gamma}\frac{d_f B_0}{dt}\, n_{S_\Gamma}\, dA;\ \oint_{\Gamma} H_0\, ds =$$

$$= \int_{S_\Gamma}\left(J_0 + \frac{d_f D_0}{dt}\right) n_{S_\Gamma} dA; \qquad (21)$$

$$\oint_{\Sigma} J_0 n_\Sigma dA = -\int_{v_\Sigma}\frac{d_v\rho_{v0}}{dt}\,dv. \qquad (22)$$

Aplicînd transformata Stokes ecuațiilor (21) și transformata Gauss-Ostrogradski ecuației (22) și rescriind ecuațiile de stare (8) și (10, 11), raportate la referențialul S, se obține *sistemul compact al ecuațiilor locale Maxwell—Hertz pentru medii imobile* :

$$D_0 = \varepsilon_0 E_0 + P_0;\ B_0 = \mu_0(H_0 + M_0); \qquad (23)$$

$$\operatorname{div}_0 D_0 = \rho_{v0};\ \operatorname{div}_0 B_0 = 0;$$

$$\operatorname{div}_0 J_0 = -\frac{d_v\rho_{v0}}{dt}; \qquad (24)$$

$$\operatorname{rot}_0 E_0 = -\frac{d_f B_0}{dt};\quad \operatorname{rot}_0 H_0 = J_0 + \frac{d_f D_0}{dt} \qquad (25)$$

$$P_0 = P_0(E_0);\quad M_0 = M_0(H_0);$$

$$J_0 = J_0(E_0). \qquad (26)$$

Înlocuind derivatele totale cu expresiile lor din (19, 20), ultima ecuație (24) și ecuațiile (25) se scriu dezvoltat cum urmează :

$$\operatorname{div}(J_0 + \rho_{v0} v) = -\frac{\partial\rho_{v0}}{\partial t};$$

$$\operatorname{rot} E_0 = -\frac{\partial B_0}{\partial t} - \operatorname{rot}(B_0 \times v); \qquad (27)$$

$$\operatorname{rot} H_0 = J_0 + \frac{\partial D_0}{\partial t} + \rho_{v0} v + \operatorname{rot}(D_0 \times v). \qquad (28)$$

Ecuațiile de evoluție (27, 28) și cele de stare (23, 24) și (26) constituie *sistemul dezvoltat al ecuațiilor locale Maxwell—Hertz pentru medii imobile*. În a doua ecuație (27) experiența confirmă termenul inducției prin mișcare $\operatorname{rot}(B_0 \times v)$ pe care se bazează funcționarea convertorilor electromecanici. În ecuația (28) termenul $\operatorname{rot}(D_0 \times v)$ a fost însă infirmat de experiențele lui Röntgen și Eichenwald, termenul corect fiind $\operatorname{rot}(P_0 \times v)$. Nici experiențele lui Wilson și Fizeau nu pot fi explicate de ecuațiile Maxwell-Hertz.

2.1. Structura defectivă a ecuațiilor lui Maxwell —Hertz. Cu notațiile :

$$E_1 = E_0 - v \times B_0;\ H_1 = H_0 + v \times D_0;$$

$$J_1 = J_0 + \rho_{v0} v, \qquad (29)$$

ecuațiile (23, 24) și (26, 28) se rescriu sub forma în care viteza v nu intervine explicit :

$$D_0 = \varepsilon_0 E_0 + P_0;\quad B_0 = \mu_0(H_0 + M_0); \qquad (30)$$

$$\operatorname{div} D_0 = \rho_{v0};\ \operatorname{div} B_0 = 0;\ \operatorname{div} J_1 = -\frac{\partial\rho_{v0}}{\partial t}; \qquad (31)$$

$$\mathrm{rot}E_1 = -\frac{\partial B_0}{\partial t}\ ;\quad \mathrm{rot}H_1 = J_1 + \frac{\partial D_0}{\partial t}\ ; \tag{32}$$

$$P_0 = P_0(E_0);\quad M_0 = M_0(H_0); \tag{33}$$

$$J_0 = J_0(E_0). \tag{33}$$

Analiza sistemică arată însă că determinarea, în acord cu TFCV, a vectorilor E_1 și H_1 prin rotorii și divergențele lor nu e posibilă. Dacă $\mathrm{rot}E_1(\mathrm{rot}H_1)$ rezultă din prima (a doua) ecuație (32), în schimb $\mathrm{div}\,E_1$ ($\mathrm{div}\,H_1$) nu poate fi determinată din prima (a doua) ecuație (30) în care intervin $D_0(B_0)$, $E_0(H_0)$ și $P_0(M_0)$ în loc de D_1 (B_1), $E_1(H_1)$ și $P_1(M_1)$. Deoarece ecuațiile (30—33) determină numai $\mathrm{rot}E_1$ ($\mathrm{rot}H_1$) dar nu și $\mathrm{div}E_1(\mathrm{div}H_1)$, ele nu satisfac condiția sistemică de coerență, ci numai una de *cvasicoerență* cu referire la TFCV. La fel ca în cazul ecuațiilor lui Maxwell, sistemul ecuațiilor (30—33) este necontradictoriu iar condiția de independență impune eliminarea ultimilor două ecuații (31). Mișcarea nefiind inerțială, cele 22 ecuații scalare conțin pe lîngă 22 mărimi electrice și magnetice necunoscute și trei componente ale vitezei. Sistemul ecuațiilor (30—33), deși necontradictoriu și independent este însă cvasicoerent și incomplet; *structura sistemului este defectivă cu referire la* TFCV. Completitudinea sistemului de ecuații este însă mult mai importantă deoarece implică dificultăți privind unicitatea soluției. Se pune însă întrebarea, de ce totuși și în aceste condiții ecuațiile Maxwell—Hertz continuă să fie aplicate în tehnică? Majoritatea aplicațiilor se referă însă la regimuri particulare de cîmp electromagnetic, cum este cel cvasistaționar, în care se neglijează curentul de deplasare în conductoare, inclusiv inducția electrică D. Ca urmare, sistemul este complet și asigură în aceste aproximații unicitatea soluției.

3. Electrodinamica hertziană a corpurilor în mișcare la viteze relativiste

Modificarea ecuațiilor de evoluție (31, 32), în care primii membri se referă la E_1, H_1 și J_1 (29) se datorează exclusiv derivatelor totale ale inducțiilor D_0, B_0 și ρ_{v0}. Atît ecuațiile de evoluție sub formă integrală (4) și (13), cît și cele ale lui Maxwell sub formă locală (13, a) și (16) prezintă *particularitatea că derivatele în raport cu timpul se aplică exclusiv fluxurilor, respectiv inducțiilor, dar nu și tensiunilor, respectiv intensităților cîmpurilor*. În consecință, cvasicoerența și incompletitudinea ecuațiilor Maxwell—Hertz (30—33) poate fi eliminată corectînd membrii doi ai ecuațiilor de evoluție (24, 25) prin înlocuirea derivatelor totale ale lui D_0, B_0 și ρ_{v0} cu cele ale lui D_1, B_1 și ρ_{v1}, astfel încît acestea să corespundă prin ecuațiile constitutive, mărimilor E_1, H_1 și J_1 (29). Această corecție confirmă caracterul aproximativ al ecuațiilor Maxwell—Hertz și ca urmare pot fi considerate ca un *sistem iterativ de ordinul unu*, corecția propusă constituind o formulare îmbunătățită din punctul de vedere al cvasicoerenței și incompletitudinii.

3.1. Sistemul iterativ al ecuațiilor de ordinul n. Vectorii E_1 și H_1 fiind univoc determinați de relațiile (29), ecuațiile constitutive (30) se pot reformula pentru D_1 și B_1 după ce în prealabil se recalculează ecuațiile de stare ale polarizațiilor și densității de curent (33) în funcție de E_1 și H_1. În consecință, într-o *a doua aproximație (iterație)*, se determină primele două ecuații (26) în funcție de E_1 și H_1 și cu expresiile obținute pentru P_1 și M_1 se deduc noile ecuații constitutive (23) pentru D_1 și B_1. Înlocuind în ecuațiile (25) D_0, B_0 cu D_1, B_1 și fiindcă:

$$\frac{\partial \rho_{v0}}{\partial t} = \mathrm{div}\frac{\partial D_0}{\partial t},$$

implică și înlocuirea în prima ecuație (24) a lui ρ_{v0} cu ρ_{v1}, se obține *sistemul iterativ al ecuațiilor de ordinul doi, exprimat compact* cum urmează:

$$D_1 = \varepsilon_0 E_1 + P_1:\quad B_1 = \mu_0(H_1 + M_1); \tag{34}$$

$$\mathrm{div}D_1 = \rho_{v1};\quad \mathrm{div}B_1 = 0;\quad \mathrm{div}J_0 = -\frac{d_v\rho_{v1}}{dt}; \tag{35}$$

$$\mathrm{rot}E_0 = -\frac{d_f B_1}{dt}\ ;\quad \mathrm{rot}H_0 = J_0 + \frac{d_f D_1}{dt} \tag{36}$$

$$P_1 = P_1(E_1);\quad M_1 = M_1(H_1);\quad J_1 = J_1(E_1). \tag{37}$$

Înlocuind derivatele totale cu expresiile care rezultă din (19, 20), ecuațiile de evoluție (35, 36) se transformă astfel:

$$\mathrm{div}J_2 = -\frac{\partial \rho_{v1}}{dt}\ ;\quad \mathrm{rot}E_2 = -\frac{\partial B_1}{\partial t};$$

$$\mathrm{rot}H_2 = J_2 + \frac{\partial D_1}{\partial t}, \tag{38}$$

în care s-a notat:

$$E_2 = E_0 - v \times B_1;\quad H_2 = H_0 + v \times D_1;$$

$$J_2 = J_0 + \rho_{v1} v. \tag{39}$$

Examinarea coerenței ecuațiilor (34, 35) și (37, 38) evidențiază același caracter defectiv; vectorul $E_2(H_2)$ nu poate fi determinat numai de rot $E_2(\mathrm{rot}H_2)$ în absența lui $\mathrm{div}E_2(\mathrm{div}H_2)$.

În încercarea de a corecta cvasicoerența și incompletitudinea cu iterații de ordin superior, se ajunge la *sistemul iterativ al ecuațiilor de ordinul n, exprimat dezvoltat*:

$$D_{n-1}=\varepsilon_0(E_{n-1}+P_{n-1});\quad B_{n-1}=\mu_0(H_{n-1}+M_{n-1}); \tag{40}$$

$$\mathrm{div}\,D_{n-1}=\rho_{v,n-1};\quad \mathrm{div}B_{n-1}=0;$$

$$\mathrm{div}\,J_n=-\frac{\partial\rho_{v,n-1}}{\partial t}; \tag{41}$$

$$\mathrm{rot}E_n=-\frac{\partial B_{n-1}}{\partial t};\quad \mathrm{rot}H_n=J_n+\frac{\partial D_{n-1}}{\partial t}; \tag{42}$$

$$P_{n-1}=P_{n-1}(E_{n-1});\quad M_{n-1}=M_{n-1}(H_{n-1});$$

$$J_{n-1}=J_{n,-1}(E_{n-1}), \tag{43}$$

în care s-a notat:

$$E_n=E_0-v\times B_{n-1};\quad H_n=H_0+v\times D_{n-1};$$

$$J_n=J_0+\rho_{v,n-1}v. \tag{44}$$

Analiza sistemică a ecuațiilor (40—43) arată că pentru orice n, sistemul de ecuații deși necontradictoriu și independent (după eliminarea ultimelor două ecuații (41)) este însă cvasicoerent și incomplet.

Șirul infinit numărabil al sistemelor iterative de ecuații (40—43) este un șir recurent, elaborat inductiv prin modificarea ecuațiilor constitutive (40), la fiecare iterație de ordin superior. După Poincaré [16], demonstrația prin recurență inductivă a unui proces iterativ presupune următoarele: „se stabilește mai întîi o teoremă pentru $n=1$; se arată apoi că dacă ea este adevărată și pentru $n-1$, este adevărată și pentru n și se conchide de aici că este adevărată pentru toate numerelre întregi". În cazul sistemului iterativ (40—43), demonstrația teoremei pentru $n=1$ este evidentă, iterația de ordinul unu fiind chiar sistemul ecuațiilor Maxwell—Hertz (30—33). Demonstrația pentru $n-1$ necesită însă stabilirea relațiilor de recurență pentru fiecare iterație de ordinul n al șirului infinit de vectori $F_n(D_n, E_n, P_n, B_n, H_n, M_n, J_n, A_n)$ și scalari $\Lambda_n(\rho_{en}, V_n)$.

3.2. Relațiile de recurență ale mărimilor F_n și Λ_n. Formularea sistemului iterativ (40—43) determină totodată relațiile de recurență ale vectorilor E_n, H_n, și J_n (44). Înlocuind expresiile lui E_n și H_n din (44) în (40) se obține:

$$D_n-D_0+\frac{1}{c^2}v\times H_{n-1}=$$

$$=P_n-P_0-\frac{1}{c^2}v\times M_{n-1}; \tag{45}$$

$$B_n-B_0-\frac{1}{c^2}v\times E_{n-1}=M_n-M_0+v\times P_{n-1}. \tag{46}$$

Aceste relații sînt valabile și în vid, caz în care multiplicînd prima ecuație (44) cu ε_0 și a doua cu μ_0, acestea devin:

$$D_n=D_0-\frac{1}{c^2}v\times H_{n-1};\quad B_n=B_0+\frac{1}{c^2}v\times E_{n-1}.$$

În aceste condiții primii membri ai ecuațiilor (45, 46) se anulează și, în acest fel, se deduc relațiile de recurență ale vectorilor D_n, P_n, B_n și M_n:

$$D_n=D_0-\frac{1}{c^2}v\times H_{n-1};$$

$$P_n=P_0+\frac{1}{c^2}v\times M_{n-1}; \tag{47}$$

$$B_n=B_0+\frac{1}{c^2}v\times E_{n-1};\quad M_n=M_0-v\times P_{n-1}. \tag{48}$$

Din a doua ecuație (41) rezultă $B_{n-1}=\mathrm{rot}A_{n-1}$ în care A_{n-1} este iterația de ordinul $n-1$ a potențialului electrodinamic vector, astfel încît prima ecuație (42) se pune sub forma:

$$\mathrm{rot}\left(E_n+\frac{\partial A_{n-1}}{\partial t}\right)=0,$$

și deci:

$$E_n=-\frac{\partial A_{n-1}}{\partial t}-\mathrm{grad}\,V_n,$$

respectiv;

$$E_0=-\frac{\partial A_{n-1}}{\partial t}+v\times\mathrm{rot}A_{n-1}-\mathrm{grad}\,V_n, \tag{49}$$

în care s-a ţinut seama de expresia lui E_n(44) şi s-a notat cu V_n iteraţia de ordinul n a potenţialului electrodinamic scalar. Însă primei ecuaţii (42) scrisă sub formă compactă,

$$\mathrm{rot}E_0 = -\frac{d_f B_{n-1}}{dt},$$

îi corespunde forma integrală:

$$\oint_\Gamma E_0\, ds = -\frac{d}{dt}\int_{S_\Gamma} B_{n-1}\, n_{S_\Gamma} \mathrm{d}A =$$

$$= -\frac{d}{dt}\oint_\Gamma A_{n-1} ds = -\oint_\Gamma \frac{d_c A_{n-1}}{dt}\, ds,$$

respectiv:

$$\oint_\Gamma \left(E_0 + \frac{d_c A_{n-1}}{dt}\right) ds = 0,$$

cu următoarea relaţie locală:

$$E_0 = -\frac{d_c A_{n-1}}{dt} - \mathrm{grad}\, V_0. \qquad (50)$$

Ţinînd seama de relaţie (18), ecuaţia (50) devine:

$$E_0 = -\frac{dA_{n-1}}{\partial t} - v \times \mathrm{rot} A_{n-1} - \mathrm{grad}\,(V_0 + vA_{n-1}). \qquad (51)$$

Identificînd ecuaţiile (49) şi (51) se deduce relaţia de recurenţă a lui V_n:

$$V_n = V_0 + v\, A_{n-1}. \qquad (52)$$

Din relaţia de dependenţă dintre condiţia de etalonare a lui Lorentz şi ecuaţia de conservare a sarcinii electrice care implică corespondenţa duală [7]:

$$A_n \leftrightarrow J_n; \quad \frac{1}{c^2} V_n \leftrightarrow \rho_{vn},$$

se deduc relaţiile de recurenţă a lui A_n similară cu a lui J_n (44) şi a lui ρ_{vn} similară cu a lui V_n (52),

$$A_n = A_0 + \frac{1}{c^2} v\, V_{n-1}; \quad \rho_{vn} = \rho_{v0} + \frac{1}{c^2} v\, J_{n-1}. \qquad (53)$$

Determinarea celor zece relaţii de recurenţă pentru cele zece mărimi vectoriale F_n şi scalare Λ_n, demonstrează teorema procesului iterativ prin recurenţă inductivă a lui Poincaré, pentru orice n (condiţia de necesitate). Examinarea structurii acestor relaţii arată că ele pot fi grupate pe perechi, cum urmează:

— perechile de vectori (E_n, B_n), (H_n, D_n), (M_n, P_n), de forma (F_n, G_n):

$$F_n = F_0 - av \times G_{n-1}; \; G_n = G_0 + \frac{a}{c^2} v \times F_{n-1}; \qquad (54)$$

$$K_n = K_0 + \frac{b}{c^2} \Lambda_{n-1} v; \quad \Lambda_n = \Lambda_0 + \frac{b}{c^2} v\, K_{n-1}, \qquad (55)$$

în care:

$$a = \begin{cases} 1; & F_n(E_n, M_n); \; G_n(B_n, P_n); \\ -1; & F_n(H_n); \; G_n(D_n); \end{cases}$$

$$b = \begin{cases} 1; & K_n(A_n); \; \Lambda_n(\rho_{vn}); \\ c^2; & K_n(J_n); \; \Lambda_n(V_n). \end{cases} \qquad (56)$$

3.3. Relaţiile de transformare a mărimilor electrice şi magnetice. Cu relaţiile de recurenţă (54, 55) se determină expresiile iteraţiilor de ordinul n ale mărimilor F_n, G_n, K_n şi Λ_n în funcţie de iteraţiile de ordinul zero (mărimile proprii) F_0, G_0, K_0, Λ_0 şi viteza v:

$$F_n = F_n(F_0, G_0, v); \; G_n = G_n(G_0, F_0, v);$$

$$K_n = K_n(K_0, \Lambda_0, v); \; \Lambda_n = \Lambda_n(\Lambda_0, K_0, v).$$

Calculul se efectuează pas cu pas, sau aplicînd metoda şirurilor recurente [17]. În metoda pas cu pas se disting două cazuri, după cum ordinul iteraţiei este par sau impar [7]:

Perechea (F_n, G_n):

— Iteraţii de ordin par, $2n$:

$$F_{2n} = \gamma_H^{(n)} F_0 - \gamma_H^{(n-1)} \left(av \times G_0 + \frac{1}{c^2} v(F_0 v)\right); \qquad (57)$$

$$G_{2n} = \gamma_H^{(n)} G_0 + \gamma_H^{(n-1)} \left(\frac{1}{c^2} av \times F_0 - \frac{1}{c^2} v(G_0 v)\right). \qquad (58)$$

— Iterații de ordin impar, $2n-1$:

$$F_{2n-1}=\gamma_H^{(n-1)}(F_0 - av\times G_0)-\frac{1}{c^2}\gamma_H^{(n-2)}v\,(F_0v)\,; \tag{59}$$

$$G_{2n-1}=\gamma_H^{(n-1)}\left(G_0+\frac{1}{c^2}av\times F_0\right)-\frac{1}{c^2}\gamma_H^{(n-2)}\,v(G_0v). \tag{60}$$

Perechea (K_n, Λ_n) :

— Iterații de ordin par, $2n$:

$$K_{2n}=K_0+\frac{1}{c^2}\gamma_H^{(n-1)}v(\Lambda_0 b+K_0v\,; \tag{61}$$

$$\Lambda_{2n}=\gamma_H^{(n)}\Lambda_0+\frac{1}{c^2}b\gamma H'^{n-1)}(K_0v)\,; \tag{62}$$

— Iterații de ordin impar, $2n-1$:

$$K_{2n-1}=K_0+\frac{b}{c^2}\gamma_H^{(n-1)}\Lambda_0\,v+\frac{1}{c^2}\gamma_H^{(n-2)}v(K_0v)\,; \tag{63}$$

$$\Lambda_{2n-1}=\gamma_H^{(n=1)}\left(\Lambda_0+\frac{1}{c^2}b(K_0v)\right), \tag{64}$$

în care :

$$\gamma_H^{(k)}=1+\frac{v^2}{c^2}+\frac{v^4}{c^4}+\ldots+\frac{v^{2k}}{c^{2k}}. \tag{64}$$

3.4. Sistemul limită al ecuațiilor electrodinamicii hertziene la viteze relativiste. Poincaré [16] atrage atenția asupra procesului iterativ prin recurență inductivă a *cărui demonstrație pentru orice n este numai necesară dar nu și suficientă.* În cazul sistemului iterativ al ecuațiilor de ordinul n (40—43) condiția de suficiență a lui Poincaré nu e îndeplinită deoarece sistemul de ecuații (40—43) este cvasicoerent și incomplet, chiar și după determinarea mărimilor iterative (57—64). Dacă și numai dacă la limită pentru $n\to\infty$, șirurile F_{2n}, F_{2n-1}, G_{2n}, G_{2n-1}, K_{2n}, K_{2n-1}, Λ_{2n}, Λ_{2n-1} tind către valori finite și nenule :

$$\lim_{n\to\infty}(F_{2n},\ F_{2n-1},\ G_{2n},\ G_{2n-1},\ K_{2n},\ K_{2n-1},\ \Lambda_{2n},$$

$$\Lambda_{2-1})=(F, G, K, \Lambda),$$

atunci și numai atunci sistemul iterativ (40—43) are la limită pentru $n\to\infty$ o formă identică cu a sistemului ecuațiilor lui Maxwell (8—11);

$$D=\varepsilon_0E+P\,;\ B=\mu_{0v}(H_0+M)\,; \tag{65}$$

$$\mathrm{div}D=\rho_v\,;\ \mathrm{div}B=0\,;\ \mathrm{div}J=-\frac{\partial\rho_v}{\partial t}\,; \tag{66}$$

$$\mathrm{rot}E=-\frac{\partial B}{\partial t}\,;\ \mathrm{rot}H=J+\frac{\partial D}{\partial t}\,; \tag{67}$$

$$P=P(E)\,;\ M=M(H)\,;\ J=J(E), \tag{68}$$

și prin urmare criteriile de coerență, noncontradicție, independență și completitudine sînt satisfăcute (satisfacerea lor fiind chiar condiția de suficiență a lui Poincaré).

Întrucît oricare dintre iterațiile de ordin par sau impar ale mărimilor scalare și vectoriale (57—64) depind de factorul $\gamma_H^{(k)}$(64a) rezultă că limita finită și nenulă pentru $n\to\infty$ este condiționată de convergența seriei :

$$\lim_{k\to\infty}\gamma_H^{(k)}=1+\frac{v^2}{c^2}+\frac{v^4}{c^4}+\ldots+\frac{v^{2k}}{c^{2k}}\ldots \tag{69}$$

Dacă și numai dacă este îndeplinită condiția :

$$\frac{v}{c}<1, \tag{70}$$

seria (69) este convergentă și egală cu :

$$\gamma_H=\left(1-\frac{v^2}{c^2}\right)^{-1}. \tag{71}$$

Înlocuind valoarea lui γ_H în (57—64) se deduc următoarele valori limită ale lui F, G, K și Λ,

$$F=\gamma_H\,(F_0-av\times G_0)-\frac{k_H}{v^2}\,v(F_0, v)\,;$$

$$G=\gamma_H\left(G_0+\frac{a}{c^2}\,v\times F_0\right)-\frac{k_H}{v^2}\,v(G_0v)\,; \tag{72}$$

$$K=K_0+\frac{b}{c^2}\,\gamma_H\Lambda_0v+\frac{k_H}{v^2}(K_0v)\,;$$

$$\Lambda=\gamma_H\left(\Lambda_0+\frac{b}{c^2}\,vK_0\right), \tag{73}$$

în care γ_H este *factorul relativist al lui Hertz*, egal cu pătratul factorului relativist al lui

Lorentz :

$$\gamma_H = \gamma_L^2 = \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-1} \tag{74}$$

(74)

şi s-a notat :

$$k_H = \gamma_H - 1. \tag{75}$$

Cu relaţiile (72, 73) şi valorile lui a şi b (56) se deduc formulele de transformare ale mărimilor $E, B, H, D, M, P, J, A, \rho_v$ şi V în referenţialul S în funcţie de mărimile proprii E_0, B_0, H_0, D_0, M_0, P_0, J_0, A_0, ρ_{v0} şi V_0 din referenţialul S_0, acesta fiind în mişcare oarecare, — inerţială sau neinerţială, cu viteza v în raport cu S, cum urmează :

$$E = \gamma_H (E_0 - v \times B_0) - \frac{k_H}{v^2} v(E_0, v);$$

$$B = \gamma_H\left(B_0 + \frac{1}{c^2} v \times E_0\right) - \frac{k_H}{v^2} v(B_0 v);$$

(76a)

$$H = \gamma_H(H_0 + v \times D_0) - \frac{k_H}{v^2} v(H_0 v);$$

$$D = \gamma_H\left(D_0 - \frac{1}{c^2} v \times H_0\right) - \frac{k_H}{v^2} v(D_0 v);$$

(76b)

$$M = \gamma_H(M_0 - v \times P_0) - \frac{k_H}{v^2} v(M_0 v);$$

$$P = \gamma_H\left(P_0 + \frac{1}{c^2} v \times M_0\right) - \frac{k_H}{v^2} v(P_0 v);$$

(76c)

$$J = J_0 + \gamma_H \rho_{v0} v + \frac{1}{c^2} k\, v(J_0 v);$$

$$\rho_v = \gamma_H\left(\rho_{v0} + \frac{1}{c^2} v J_0\right); \tag{76d}$$

$$A = A_0 + \gamma_H \frac{1}{c^2} Vv + \frac{k_H}{v^2} v(A_0 v);$$

$$V = \gamma_H(V_0 + v A_0). \tag{76e}$$

Problema, pe care ne-am propus-o *de extindere a teoriei nerelativiste Maxwell—Hertz şi la viteze tehnice relativiste*, este rezolvată ; coerenţa, noncontradicţia, independenţa şi completitudinea sstemului de ecuaţii a cîmpului electromagnetic în medii în mişcare, condiţii îndeplinite de teoria lui Einstein, sînt satisfăcute şi de noua teorie. Dacă se compară formulele electrodinamicii hertziene (76, a—76, e) cu cele ale electrodinamicii einsteiniene [7],

$$E = \gamma_L(E_0 - v \times B_0) - \frac{k_L}{v^2} v(E_0 v);$$

$$B = \gamma_L\left(B_0 + \frac{1}{c^2} v \times E_0\right) - \frac{k_L}{v^2} v(B_0 v);$$

(77a)

$$H = \gamma_L(H_0 + v \times D_0) - \frac{k_L}{v^2} v(H_0 v);$$

$$D = \gamma_L\left(D_0 - \frac{1}{c^2} v \times H_0\right) - \frac{k_L}{v^2} v(D_0 v);$$

(77b)

$$M = \gamma_L(M_0 - v \times P_0) - \frac{k_L}{v^2} v(M_0 v);$$

$$P = \gamma_L\left(P_0 + \frac{1}{c^2} v \times M_0\right) - \frac{k_L}{v^2} v(P_0 v);$$

(77c)

$$J = J_0 + \gamma_L \rho_{v0} v + \frac{1}{c^2} k_L v(J_0 v);$$

$$\rho_v = \gamma_L\left(\rho_{v0} + \frac{1}{c^2} v J_0\right); \tag{77d}$$

$$A = A_0 + \gamma_L \frac{1}{c^2} Vv + \frac{k_L}{v^2} v(A_0 v);$$

$$V = \gamma_L(V_0 + v A_0), \tag{77e}$$

se constată o identitate a formei lor, cu singura deosebire că în locul constantelor lorentziene γ_L şi $k_L = \gamma_L - 1$, intervin constantele hertziene γ_H şi k_H (74, 75). Asemănările şi deosebirile dintre cele două teorii fac obiectul ultimei părţi a lucrării.

3.5. Confirmări experimentale. Cu relaţiile de transformare (76, a—76, e) şi în ipoteza $v^2/c^2 \sim 0$, sistemul interativ al ecuaţiilor de ordinul doi (40—43) are forma :

$$D_0 = \varepsilon_0 E_0 + P_0; \quad B_0 = \mu_0(H_0 + M_0);$$

(78a)

$$\mathrm{div} D_0 = \rho_0 + \frac{1}{c^2}(J_0 v) + \frac{1}{c^2}\mathrm{div}(v \times H_0); \tag{78b}$$

$$\mathrm{div} B_0 = -\frac{1}{c^2}\mathrm{div}(v \times E_0); \tag{78c}$$

$$\mathrm{rot} E_0 = -\frac{\partial B_0}{\partial t} + \mathrm{rot}(v \times B_0) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial}{\partial t}(v \times H_0); \tag{87d}$$

$$\mathrm{rot}\, H_0 = J_0 + \frac{\partial D_0}{\partial t} + \rho_{r0} v + \mathrm{rot}\,(D_0 \times v) - \frac{1}{c^2}\frac{\partial}{\partial t}(v \times H_0), \tag{78e}$$

identică cu a sistemului ecuațiilor teoriei Einstein-Minkowski, în aceeași aproximație $v^2/c^2 \sim 0$, [7]. Ca urmare, toate experiențele de electrodinamică și optică a mediilor în mișcare, pe care teoria Maxwell-Hertz nu a reușit să le explice (Röntgen-Eichenwald), Wilson, Michelson și Morley, Sagnac-Harrens etc.), dar confirmate în cadrul electrodinamicii Einstein-Minkowski, se interpretează în același mod de teoria hertziană,

3.6. Generalizarea formulei lui Einstein de compunere a vitezelor coliniare. Se consideră o undă electromagnetică plană cu direcția de propagare AB (fig. 2) și fie E_0, B_0 vectorii raportați la referențialul propriu S_0, acesta deplasîndu-se cu viteza v_1 în lungul lui AB, în raport cu referențialul S_1. Ținînd seama de transversalitatea undei ($E_0 v = 0$, $B_0 v = 0$), vectorii E_1 și B_1 raportați la S_1 se calculează cu formulele (76, a) și rezultă,

$$E_1 = \gamma_{H1}(E_0 - v_1 \times B_0);$$

$$B_1 = \gamma_{H1}\left(B_0 + \frac{1}{c^2} v_1 \times E_0\right);$$

$$\gamma_{H1} = \left(1 - \frac{v_1^2}{c^2}\right)^{-1}.$$

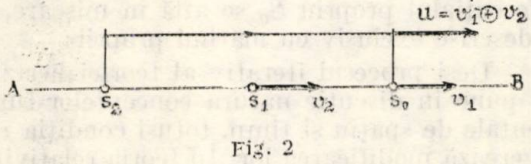


Fig. 2

Dacă și S_1 se deplasează în raport cu S_2 cu viteza v_2, paralelă cu v_1, vectorii E_2, B_2 calculați în raport cu S_2 au expresiile:

$$E_2 = \gamma_{H2}(E_1 - v_2 \times B_1);$$

$$B_2 = \gamma_{H2}\left(B_1 + \frac{1}{c^2} v_2 \times E_1\right);$$

$$\gamma_{H2} = \left(1 - \frac{v_2^2}{c^2}\right)^{-1},$$

respectiv,

$$E_2 = \gamma_{H1}\gamma_{H2}\left[\left(1 + \frac{v_1 v_2}{c^2}\right)E_0 - (v_1 + v_2) \times B_0\right]; \tag{79a}$$

$$B_2 = \gamma_{H1}\gamma_{H2}\left[\left(1 + \frac{v_1 v_2}{c^2}\right)B_0 + \frac{1}{c^2}(v_1 + v_2) \times E_0\right]. \tag{79b}$$

Vectorii E_2 și B_2 raportați la S_2 se pot calcula însă față de S_0, care se deplasează cu viteza $u = v_1 \oplus v_2$ (în care $\oplus$ este simbolul compunerii relativiste a vitezelor), cum urmează:

$$E_2 = \gamma_{Hu}(E_0 - u \times B_0);$$

$$B_2 = \gamma_{Hu}\left(B_0 + \frac{1}{c^2} u \times E_0\right); \tag{80}$$

$$\gamma_{Hu} = \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-1}.$$

Identificînd ecuația (79,a) și prima ecuație (80), (sau ecuația (79, b) cu a doua ecuație (80)), se obțin relațiile:

$$\gamma_{H1}\gamma_{H2}(v_1 + v_2) = \gamma_{Hu} u;$$

$$\gamma_{H1}\gamma_{H2}\left(1 + \frac{v_1 v_2}{c^2}\right) = \gamma_{Hu}. \tag{81}$$

Din raportul membru cu membru al relațiilor (81) se deduce formula de compunere relativistă a vitezelor coliniare a lui Einstein:

$$u = \frac{v_1 + v_2}{1 + \frac{v_1 v_2}{c^2}}. \tag{82}$$

Einstein a stabilit formula (80) pentru vitezele constante ale mișcării inerțiale; întrucît formulele (76, a—76, e) sînt valabile pentru orice fel de mișcare, inerțială sau neinerțială, rezultă că electrodinamica hertziană generalizează formula lui Einstein și pentru translații accelerate.

4. Concluzii

Elaborarea unei alternative la electrodinamica Einstein-Minkowski necesită răspunsuri la întrebările : care sînt asemănările și deosebirile dintre cele două teorii ? ; prin extensiune la viteze relativiste, sînt înlăturate obiecțiile aduse teoriei Maxwell-Hertz ? ; păstrează noua teorie și la viteze mari avantajele teoriei Maxwell-Hertz care au impus-o de neînlocuit în aplicațiile tehnice ? intervin și în noua teorie dificultățile semnalate în electrodinamica Einstein-Minkowski [6] ? ; se poate elabora o cinematică și o dinamică compatibilă cu electrodinamica hertziană, care să evidențieze caracterul relativist al unora dintre conceptele mecanicii newtoniene ?

Analiza sistemică a confirmat coerența, noncontradicția, independența și completitudinea ecuațiilor electrodinamicii celor două teorii. Dacă se compară formulele de transformare ale mărimilor electrice și magnetice (77,a—77,e) și (78,a—78,e) se constată o surprinzătoare similitudine a formei lor, cu singura deosebire că în locul constantelor lorentziene γ_L și k_L intervin constantele hertziene γ_H și k_H. Multiplicînd scalar cu v ambii membri ai ecuațiilor (77, a) —77,c) și (78,a—78,c) și multiplicînd vectorial cu v ambii membri ai primelor ecuații (77,d— —77,e), respectiv (78,d—78,e), rezultă :

$$F\,v = F_0 v\,;\quad G\,v = G_0 v\,;\quad K \times v = K_0 \times v,$$

adică ambele teorii satisfac relații de conservare, identice. Acestor asemănări formale le corespund însă deosebiri fundamentale, printre care mai importante sînt următoarele :

— Teoria relativității restrînse postulează principiul covarianței legilor fizicii și cel al invarianței vitezei luminii în vid, pe baza cărora se regăsește transformata Lorentz și se deduc formulele de transformare (78,a—78,e). Electrodinamica hertziană nu necesită postulate, în schimb confirmă primul principiu al relativității restrînse, prin satisfacerea criteriului sistemic de coerență și pe cel de al doilea principiu, prin condiția $v < c$ (70).

— Teoria lui Einstein fiind axiomatică are un caracter deductiv, în contrast cu teoria hertziană, elaborată prin recurență inductivă, despre care Poincaré scrie [16] : „*Fără îndoială, raționamentul matematic recurent și raționamentul fizic inductiv se bazează pe fundamente diferite, dar mersul lor e paralel, ele merg în același sens, adică de la particular la general... Nu ne putem ridica decît prin inducția matematică, singura care poate să ne învețe ceva nou. Fără ajutorul acestei inducții, diferită în anumite privințe de inducția fizică, dar fecundă ca și ea, construcția ar fi neputincioasă să creeze știința*''. Superioritatea raționamentului inductiv în elaborarea teoriei hertziene este incontestabilă dacă se ia în considerare deosebirea dintre statutul postulatului teoriilor formulate axiomatic (de exemplu, al celor logico-matematice), în raport cu cel al postulatului unei teorii fizice, aceasta din urmă susceptibilă de o insecuritate logică. Este meritul teoriei hertziene de a elimina această incertitudine, confirmînd prin raționamentul inductiv geniala intuiție a lui Einstein de postulare a celor două principii ale relativității restrînse.

— S-a reproșat teoriei Maxwell-Hertz apartenența la teoria lui Stokes a eterului complet antrenat. Procesul iterativ arată însă că numai prima iterație (ecuațiile Maxwell-Hertz) corespunde antrenării totale a eterului ; iterația de ordinul al doilea implică o antrenare parțială, admisă de Fresnel, care permite interpretarea corectă a experienței lui Fizeau. Odată cu creșterea ordinului iterației antrenarea eterului se reduce, încît la limită pentru $n \to \infty$, eterul nu mai e deloc antrenat, regăsindu-se în acest fel ipoteza lui Lorentz. Electrodinamica hertziană se elaborează însă și cinematic, metodă în care, la fel ca în teoria Einstein-Minkowski, conceptul de eter nu intervine. De altfel, ambiguitatea conceptului de eter în teoria relativității este evidentă ; exclus din raționamentele relativității restrînse, nu poate fi evitat în teoria relativității generale. În acest sens Einstein apreciază următoarele [19] : „*Recapitulînd, se poate afirma că în acord cu teoria relativității generalizate, spațiul are proprietăți fizice ; în acest sens există eter. În conformitate cu teoria relativității generalizate spațiul fără eter este de neconceput ; într-un astfel de spațiu nu este posibilă propagarea luminii și de asemenea, nici posibilitatea existenței standardelor de spațiu și timp (rigle și ceasornice de măsură) și de aceea nici intervalele spațiu-timp în sens fizic. Însă acest eter nu poate fi imaginat ca fiind prevăzut cu calitatea caracteristică mediului ponderabil care să consiste din părți ce pot fi urmărite în timp. Ideea de mișcare nu poate fi atribuită acestuia*''.

— Dificultățile care apar în electrodinamica Einstein-Minkowski referitor la incompatibilitatea dintre formulele de compunere a vitezelor necoliniare și relațiile de transformare ale mărimilor electrice și magnetice (78,a—78,e), nu se regăsesc în teoria hertziană, datorită rolului privilegiat al referențialului propriu [7] ; la fel ca în teoria nerelativistă Maxwell-Hertz, și în extensiunea relativistă a acesteia, fenomenele raportate la referențialul S, față de care referențialul propriu S_0 se află în mișcare, pot fi descrise exclusiv cu mărimi proprii ;

— Deși procesul iterativ al teoriei hertziene nu pune în discuție natura conceptelor fundamentale de spațiu și timp, totuși condiția $v < c$ sugerează modificarea lor. În teoria relativității restrînse, electrodinamica Einstein-Minkowski este condiționată de elaborarea în prealabil a cinematicii relativiste. În teoria hertziană suc-

cesiunea este inversă; numai analiza cinematică a electrodinamicii hertziene permite construirea unei cinematici și dinamici asociate [13].

Se poate deci conchide că teoria hertziană reține avantajele ambelor teorii — Maxwell Hertz de operare cu mărimi proprii, direct măsurabile și pentru orice fel de mișcări — respectiv Einstein-Minkowski privind acordul cu principiile relativității restrînse; totodată, elimină dificultățile pe care le întîmpină prima teorie referitoare la problema eterului, respectiv cele semnalate în cadrul relativității restrînse. În acest fel varianta hertziană a electrodinamicii macroscopice a corpurilor în mișcare este o alternativă viabilă la teoria Einstein-Minkowski, legitimînd cu modificări corespunzătoare, aplicarea și la viteze mai mari decît cele nerelativiste a unora dintre conceptele și metodele de investigație și calcul utilizate în teoria Maxwell-Hertz.

Bibliografie

[1] *Maxwell, J. C.* A treatise on electricity and magnetism. 2 vol. Londra, Oxford Univ. Press, ed. 1, 1873.

[2] *Hertz, H. R.* Über die Grundgleichungen der Elektrodynamik für bewegte Körper, Ann. d. Phys., 41, 1980 369–399.

[3] *Born, M.*, Die Relativitätstheorie Einsteins und ihre physikalischen Grundlagen elementardargestellt, Berlin, Springer, 1922.

[4] *Einstein, A.* Zur Elektrodynamik bewegter Körper, Ann. d. Phys., 17, 1905, p. 891–921.

[5] *Mocanu, C. I.* Teoria cîmpului electromagnetic, Ed. did. și ped. București, 1981.

[6] *Mocanu, C. I.* Some difficulties within the framework of relativistic electrodynamics, Arch. f. Elektr. 69, 1986, p. 97–110.

[7] *Mocanu, C.I.* Electrodinamica hertziană a corpurilor în mișcare (la viteze relativiste). Ed. Acad. RSR, București, 1985.

[8] *Mocanu, C. I.* Hertzian alternative to the special theory of relativity. I. Qualitative analysis of Maxwell equations for motionless media, Hadronic Journal, vol. 10, 1987, p. 61–74.

[9] *Mocanu, C. I.* Qualitative analysis of Maxwell-Hertz and Einstein-Minkowski equations, Hadronic Journal, vol. 10 1987, p. 153–166.

[10] *Mocanu, C. I.* Iterative system of equations and transformation formulae for electromagnetic quantities, Hadronic Journal vol. 11, 231–247. (1988).

[11] *Mocanu, C. I.* Kinematic analysis of the iterative process, Hadronic Journal, vol. 11, 35–53, (1988).

[12] *Mocanu, C. I.* Elements of Hertzian mechanics, Hadronic Journal, vol. 11, 55–69, (1988)

[13] *Mocanu, C. I.* Hertzian relativistic electrodynamics and its associated mechanics. Hadronic Press Nonantum Ma. (Harvard Grounds), (sub tipar) 1990.

[14] *Ionescu, Vl.* Conducerea structurală a sistemelor liniare. Ed. tehnică, București, 1986.

[15] *Hertz, H. R.* Über die Grundleichungen der Elektrodynamik für ruhende Körper, Wied. Ann., 40, 577–601 (1890).

[16] *Poincaré, H.* Știință și ipoteză. Ed. științifică și enciclopedică, București, 1986.

[17] *Marcușevici, A. I.* Șiruri recurente, (trad. din limba rusă) Biblioteca soc. de șt. mat. și fizice din RPR, 1953.

[18] *Einstein, A.* Sidelights on relativity. Methuen, Londra, 1922.

[19] *Clotfelter, B.* Reference systems and inertia. The Iowa State Univ. Press, Ames Iowa, 1970.

[20] *Panofski, W, Phillips, M.* Classical electricity and magnetism, Addison-Wesley, Cambridge, 1962.

[21] *Bărbulescu, N.* Bazele fizice ale relativității einsteiniene, Ed. științ. și enc. București, 1979.

[22] *Ionescu-Pallas, N.* Relativitate generală și cosmologie. Ed. științ. și enc. București, 1980.

[23] *Nicolau, Edmond.* Radiația și propagarea undelor electromagnetice, Ed. Acad. RSR, București, 1989.

[24] *Sofonea, L.* Principii de invarianță în teoria mișcării. Ed. Acad. RSR, București, 1974.

[25] *Sterian, P.* Mecanica relativistă și noțiuni de teoria gravitației. Ed. Tehnică București, 1964.

[26] *Teodorescu, G.* Despre electrodinamica corpurilor în mișcare de Albert Einstein (comentarii), București, 1989.

[27] *Tocaci, E.* Mecanica relativistă, timpul și inerția. Ed. Științ. și Enc. 1980.

[28] *Timotin, A., Țugulea, A.* Asupra interpretării electrodinamicii Maxwell-Hertz în lumina teoriei relativității. Bul. Inst. Polit. Buc., XXVI, Fasc. 2 (1964).

[29] *Vasiu, M.* Electrodinamica și teoria relativității, Ed. did. și Ped. București, 1979.

CZ 622.242

Stația de comandă și reglare pentru echipamentul electric de foraj F 200—DEC, cu alimentare din microcentrală

VIOREL SOLEA, RADU POPESCU, OVIDIU POPESCU, DUMITRU SOLEA*—CRAIOVA

Introducere

Începînd cu anul 1978 la Întreprinderea „Electroputere"—Craiova s-au introdus în fabricație echipamente electrice pentru foraj. În cei zece ani de fabricație producția de echipamente electrice de foraj s-a dezvoltat și s-a perfecționat în mod continuu, reușind să satisfacă cererile beneficiarilor interni și externi.

Echipamentele electrice de foraj cuprind următoarele categorii principale :

1—generatoare sincrone ;

2—posturi de transformatoare :

2.1—distribuitoare de energie pentru foraj, de 20 kV sau 6 kV ;

2.2—transformatoare de putere 20/0,66 kV, sau 6/0,66 kV ;

2.3—transformatoare de putere 20/0,4 kV sau 6/0,4 kV ;

2.4—echipamente de compensare cos φ și filtrare armonici ;

3—stații de comandă și reglare tip SCR (fig. 1) ;

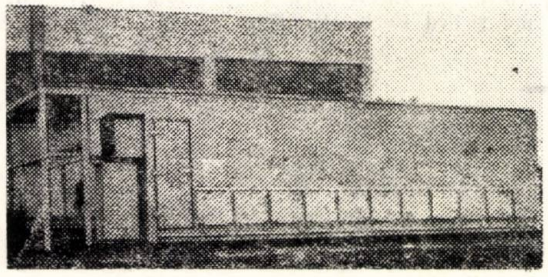


Fig. 1. Vedere generală a stației SCR.

4—motoare de c.c. de foraj ;

5—pupitre electrice de comandă.

Din punct de vedere al echipamentului de alimentare cu energie electrică, echipamentele pentru foraj prezintă o variantă cu alimentare de la rețeaua de medie tensiune, cînd este compusă din tipurile de echipamente de la punctele *2*, *3*, *4*, și *5*, sau o variantă cu alimentare de la grupuri electrogene, componența rezultînd din tipurile de la punctele *1*, *3*, *4* și *5*, observate în figura 2.

Prin echipamentele electrice de foraj fabricate se acoperă toate tipurile de instalații de foraj începînd cu F 100 și terminînd cu F 900.

Dintre tipurile de echipamente electrice de foraj, stația de comandă și reglare tip SCR se evidențiază prin complexitatea și numărul mare al funcțiunilor asigurate.

1. Componența stației

Deoarece o bună parte din tipurile de echipamente electrice de foraj sînt descrise în [1, 2, 3], în cele ce urmează se va prezenta o stație tip SCR destinată unei instalații de foraj, cu alimentare dintr-o microcentrală compusă din trei grupuri electrogene de 1 250 kVA.

O stație tip SCR pentru instalația F 200-DEC se compune dintr-o sanie tip foraj, prevăzută cu posibilități de ridicare și tractare pe distanțe scurte, și dintr-o incintă termoizolată cu două uși de acces, montată pe sanie și care conține echipamentul electric (fig. 3). Echipamentul electric se prezintă sub forma a două șiruri de dulapuri, șirul de 660 V și cel de servicii auxiliare, formînd între ele un coridor de acces. Șirul dulapurilor de 660 V este compus din dulapurile de alimentare cu energie a stației, dulapurile convertizoare cu tiristoare și de excitație pentru alimentarea motoarelor de c.c. de foraj.

Șirul dulapurilor de servicii auxiliare conține startere și fidere pentru alimentarea consumatorilor auxiliari ai sondei.

În unul din capetele saniei, în exteriorul incintei sînt montate dulapurile de condiționat aer, transformatoarele pentru alimentarea serviciilor auxiliare, bateria de acumulatoare și rezistențele pentru testarea convertizoarelor cu tiristoare.

* I.C.S.I.T. — M.T.A.E — Craiova.

Menţinerea temperaturii în interiorul incintei în limite corespunzătoare, este asigurată de dulapurile de condiţionat aer, ceea ce permite funcţionarea atît în zone cu climat tropical, cît şi în zone cu climat rece.

cuplarea la barele staţiei se realizează manual din dulapurile G1, G2, G3, numai după ce aparatura de sincronizare permite acest lucru.

Un dulap de cuplare generator conţine: întreruptor automat pentru cuplare, transfor-

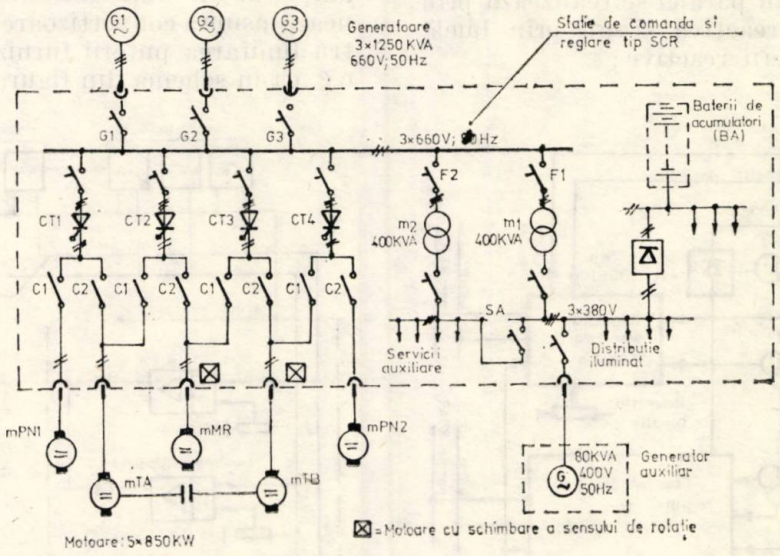


Fig. 2. Schema monofilară a instalaţiei F200—DEC: *CT*1 . . .4 — dulapuri convertizoare cu tiristoare; *G*1, *G*2, *G*3 — dulapuri cuplare generatoare; *F*1 — dulap-fider 1 şi sincronizare; *F*2 — dulap-fider 2; *SA* — dulapuri servicii auxiliare *m*1, *m*2 — transformatoare alimentare servicii auxiliare; *mTA*, *mTB* — motoare de c.c. de acţionare a troliului; *mMR* — motor de c.c. de acţionare a mesei rotative; *mPN*1, *mPN*2 — motoare de c.c. de acţionare a pompelor de noroi.

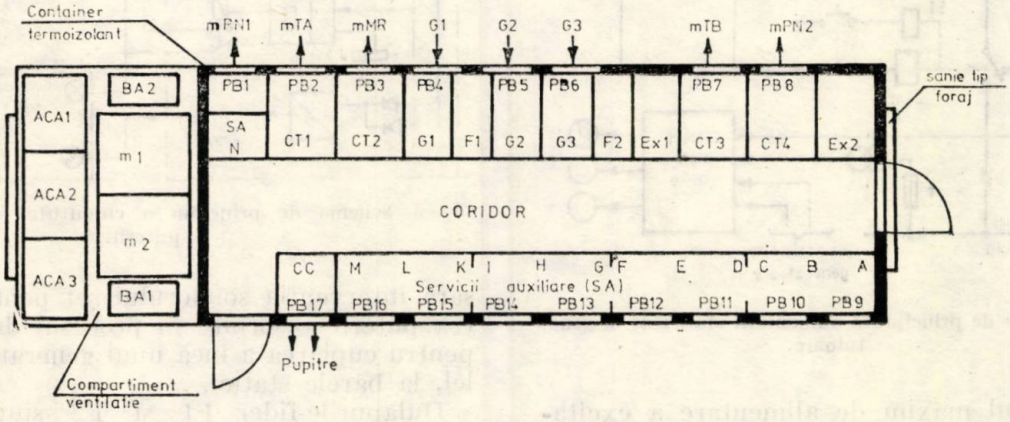


Fig. 3. Vedere de sus a staţiei tip SCR pentru F 200 — DEC: *ACA*1, 2, 3, — aparate de condiţionat aer; *PB*1 . . .17 plăci de borne; *CC* — dulap pentru comanda comutării; *Ex*1, *Ex*2 — dulapuri pentru alimentarea excitaţiilor motoarelor de c.c.

Conexiunile exterioare sînt realizate prin cabluri prevăzute cu cuple monopolare debroşabile pentru circuitele de forţă şi prin cabluri multifilare, prevăzute cu fişe multiple pentru circuitele de comenzi şi pentru serviciile auxiliare.

Cuplele monopolare şi prizele multiple sînt montate în cutii de borne amplasate pe părţile laterale ale staţiei.

2. Partea de microcentrală

În figurile 2 şi 3 este prezentată o staţie SCR alimentată de la trei grupuri electrogene de 1 250 kVA, 660 V, 50 Hz. Sincronizarea şi

mator şi punte pentru alimentarea şi reglarea excitaţiei generatorului, complet electronic de reglare tensiune şi protecţii generator, regulator Woodward 2301 pentru comanda motorului diesel, relee, traductoare şi aparate de măsură. Schema de principiu este prezentată în figura 4.

Aparatele indicatoare necesare sincronizării şi completul electronic de sincronizare, care supraveghează indeplinirea condiţiilor de sincronism, sînt dispuse în unul din dulapurile-fider.

Principalele caracteristici ale completului de reglare tensiune şi protecţii generator sînt urmă-

toarele :

— reglarea tensiunii de la mers în gol la sarcina nominală este de maximum 2,5% din tensiunea nominală ;

— timp de răspuns tipic : 1 s ;

— repartiția puterii reactive între generatoarele funcționînd în paralel se realizează prin statism de putere reactivă și/sau prin buclă de repartiție a puterii reactive ;

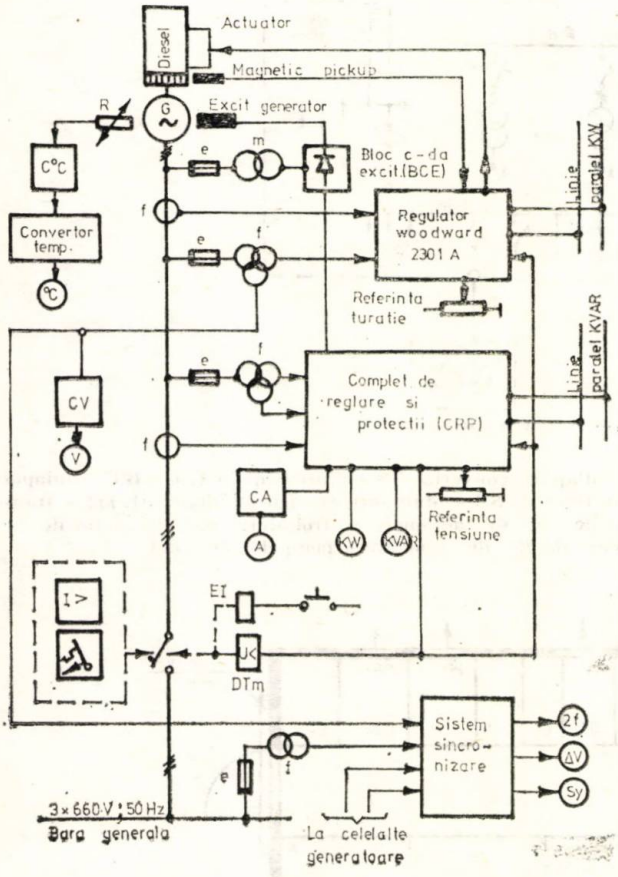


Fig. 4. Schema de principiu a alimentării stației de la generatoare.

— curentul maxim de alimentare a excitatoarei : 12 A ;

— tensiunea maximă de alimentare a excitatoarei : 660 V ;

— funcții de protecție : declanșare la supratensiune, la suprafrecvență, la subfrecvență și la putere inversă.

Regulatorul WOODWARD 2301 primește semnale de la motorul diesel (magnetic pickup) și de la generatorul sincron (curent) și transmite semnale de corecție la regulatorul proporțional de turație al motorului diesel (actuator) pentru menținerea constantă a acesteia la variațiile de sarcină la bornele generatorului. Acest regulator cu răspuns rapid (0,8 s) asigură variații minime ale frecvenței (±0,5 Hz) la șocuri de sarcină. Același regulator acționează asupra repartiției puterii active între grupurile electrogene, la funcționarea în paralel (±3,5%) din sarcina nominală.

Atunci cînd puterea absorbită de motoarele de c.c. depășește limita de putere disponibilă a generatoarelor în funcțiune, un bloc electronic, amplasat în unul din dulapurile-fider, acționează asupra convertizoarelor cu tiristoare, pentru limitarea puterii furnizată la motoarele de c.c. ca în schema din figura 5. Este astfel nece-

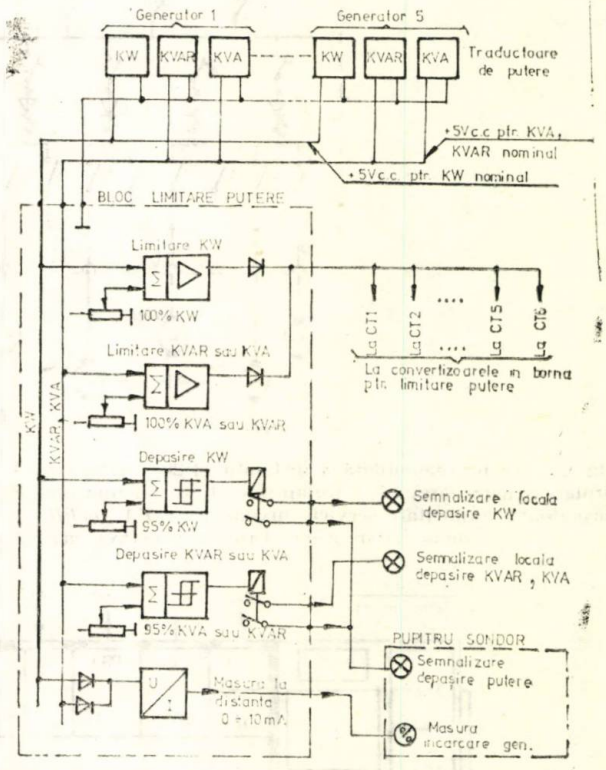


Fig. 5. Schema de principiu a circuitului de limitare a puterii.

sară intervenția sondorului șef pentru reducerea puterii absorbite în procesul de foraj sau pentru cuplarea a încă unui generator în paralel, la barele stației.

Dulapurile-fider F1 și F2 sînt destinate cuplării pe partea de 660 V, prin întrerupătoare automate, a transformatoarelor de alimentare a dulapurilor pentru serviciile auxiliare.

Pentru controlul izolației echipamentului atît pe partea de curent alternativ, cît și pe partea de curent continuu este prevăzut un bloc specializat în dulapul F2. Starea de funcționare a blocului poate fi testată.

3. Partea de acționare a motoarelor de c.c.

Cele 5 motoare de c.c. de foraj sînt alimentate cu tensiune reglabilă (de la zero la 770 Vc.c.) de la 4 convertizoare cu tiristoare.

Un dulap convertizor se compune din : întrerupător automat de putere pentru alimen-

tare, punte redresoare trifazată cu tiristoare de putere, contactoare de c.c. electropneumatice pentru dublă distribuție a puterii la motoarele de c.c., electronică de comandă a tiristoarelor, ventilatorul punții redresoare, relee și aparate de măsură.

În figura 6 este prezentată schema de principiu a acționării unui motor de c.c. cu acest dulap.

regim de invertor și prin inversarea sensului curentului prin excitația mașinii de c.c. se asigură funcționarea acționării în toate cele patru cadrane. Printr-o proiectare și o acordare optimală a regulatoarelor de tensiune și de curent, se asigură o funcționare stabilă permițînd funcționarea în oricare din regimurile de funcționare a utilajelor acționate.

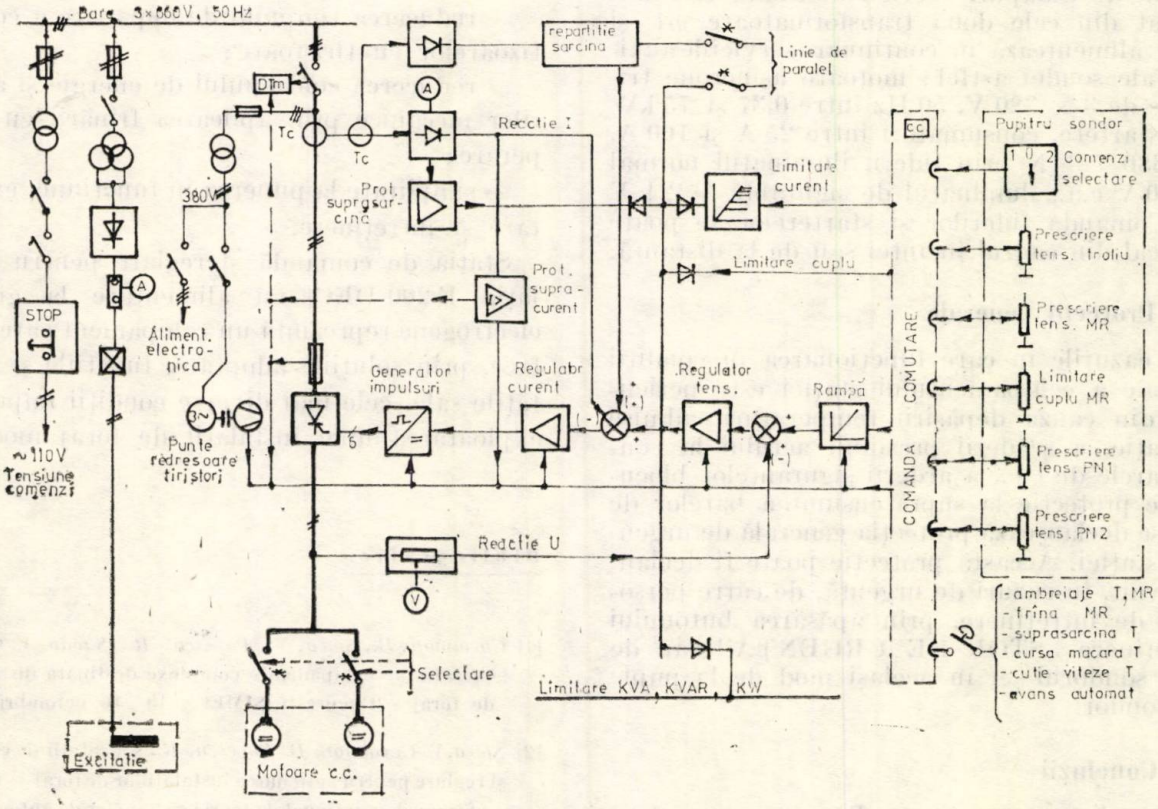


Fig. 6. Schema de principiu a acționării motorului de c.c.

Grație dezvoltării electronicii de putere și a electronicii integrate s-a obținut un convertizor în execuție compactă și robustă, cu dimensiuni reduse, siguranță în funcționare, întreținere și depanare ușoară.

Parametrii redresorului sînt: tensiunea de intrare 660 V, 50 Hz, tensiunea de ieșire reglabilă continuu între zero și 770 V c.c. (turația motorului între zero și maxim), curentul nominal 1 400 A, curentul maxim de scurtă durată 1 800 A (cuplul de pornire mare).

Convertizorul cu tiristoare este protejat la supracurent, la lipsa ventilației, la întreruperea alimentării electronicii de comandă și la supratemperatură. Selectarea convertizoarelor la motoarele de c.c. se face prin comutatoarele de selectare din pupitrul-sondor. Acționarea comutatoarelor impune automat în convertizor funcțiunile de reglare pentru regimul corespunzător motorului căruia i-a fost repartizat.

Prin reglarea unghiului de comandă a convertizorului atît în regim de redresor, cît și în

Pentru reducerea rapidă a turației motoarelor de la troliu, în vederea reducerii timpilor de manevră și a uzurii ambreiajelor se aplică frînarea recuperativă în regim automat.

În cazul funcționării a două motoare cuplate mecanic la același arbore (troliu), egalizarea repartiției curenților rotorici se realizează automat prin intermediul circuitelor electronice de comandă ale convertizoarelor cu tiristoare, care alimentează cele două motoare.

Acționarea mesei rotative este prevăzută cu posibilitatea limitării cuplului motorului de c.c. de la pupitrul-sondor pentru preîntîmpinarea ruperii prăjinilor de foraj.

Funcționarea convertizorului poate fi testată cu un sistem de depistare rapidă și precisă a defectelor care asigură și verificarea sintetică, înainte de punerea în funcțiune.

Motoarele de acționare cu excitație separată dispun de un echipament special de alimentare a excitațiilor. Alimentările excitațiilor motorului *B* de la troliu și ale motorului de la masa

rotativă sînt prevăzute cu schimbarea sensului polarității, fapt ce permite inversarea sensului de rotație la aceste motoare. Această posibilitate la motorul *B* de la troliu este utilizată la reducerea rapidă a turației prin frînare cu recuperare.

4. Partea de servicii auxiliare

Șirul de dulapuri servicii auxiliare este alimentat din cele două transformatoare *m*1 și *m*2 și alimentează în continuare serviciile auxiliare ale sondei astfel: motoare asincrone trifazate de 3 × 380 V, 50 Hz între 0,37 și 75 kW prin startere, consumatori între 25 A și 160 A, 3 × 380 V + N prin fideri, iluminatul normal la 220 V c.a., iluminatul de siguranță la 24 V c.c. Comanda fiderilor și starterelor se poate da local din cadrul incintei sau de la distanță.

5. Protecții generale

În cazurile în care funcționarea în condiții normale a echipamentului stației este periclitată din cauza depășirii temperaturii admise în stație, a scăderii presiunii aerului la contactoarele de c.c., a arderii siguranțelor blocului de protecție la supratensiuni, a barelor de c.a., se declanșează protecția generală de urgență a stației. Această protecție poate fi declanșată voit, în cazuri de urgență, de către personalul de întreținere, prin apăsarea butonului cu reținere „STOP DE URGENȚĂ" sau de către sondorul-șef în același mod de la pupitrul-sondor.

6. Concluzii

Din cele prezentate rezultă cîteva avantaje pe care le asigură stația:

— permite funcționarea echipamentului atît în climat rece, cît și la tropice, prin menținerea constantă a temperaturii în interiorul containerului;

— se pot executa foraje în zone izolate, unde nu se dispune de rețele de alimentare cu energie electrică;

— reducerea timpului de montare la sondă;

— prezintă un consum redus de conductoare flexibile pentru interconexiuni;

— reducerea timpului de depanare a convertizoarelor cu tiristoare;

— reducerea consumului de energie și a uzurilor mecanice prin aplicarea frînării cu recuperare;

— simplitate la punerea în funcțiune, exploatare și întreținere.

Stația de comandă și reglare pentru instalația F 200-DEC cu alimentare la grupuri electrogene reprezintă un echipament care satisface, prin soluțiile adoptate, funcțiile și facilitățile sale, cele mai diverse condiții impuse de exploatarea unei instalații de foraj moderne.

Bibliografie

[1] *Caraiman, B., Solea, V., Popescu, R., Sandu, V.* O nouă generație de echipamente complexe destinată instalațiilor de foraj — București SIMECS 15—16 octombrie 1987.

[2] *Solea, V. Caraiman, B. Popescu, R.*, ș.a. Stații de comandă și reglare pentru acționarea instalațiilor de foraj — Craiova — Simpozion național de teoria sistemelor de automatizare robotizare, cibernetizare — Ediția a IV-a 29—30 mai 1986.

[3] *Dumitrescu, Georgescu, D.* ș.a. Acționare electrică a instalațiilor de foraj. București, Editura tehnică, 1987.

CZ 621.3.037:621.337

TRACȚIUNE FEROVIARĂ
AUTOMATIZĂRI
COMANDĂ LA DISTANȚĂ

Sistem de transmisie a comenzilor și semnalizărilor între unitățile ramelor electrice suburbane

GABER EMIL, IACOB ANA, BRÎNDUȘA C-TIN* — CRAIOVA

Introducere

Rama electrică suburbană, vehicul de tracțiune feroviară destinat transportului de călători, reprezintă ansamblul a două unități de tracțiune funcțional independente(numite secții), ce se află în compunere fixă și reversibilă din punct de vedere al circulației, adică cu cabine de conducere la ambele capete.

Cablurile de comandă multiplă sînt extinse în cuple la exteriorul secțiilor (fig. 1), astfel încît două sau mai multe unități similare pot fi cuplate și comandate în tandem dintr-o singură cabină de conducere (conducere în comandă multiplă). Echipamentul electric este repartizat pe toată lungimea trenului. Astfel, vehiculul este străbătut de la un capăt la altul de numeroase cabluri necesare culegerii informațiilor și executării comenzilor pentru conducerea trenului. Pentru reducerea și simplificarea cablajului și pentru realizarea unui sistem de comandă mult mai fiabil, s-a propus un sistem de comandă utilizînd logică cablată și tehnica MUX-DEMUX pentru transmiterea secvențială a semnalelor.

1. Descrierea sistemului LOGI-MUX

Sistemul propus, numit LOGI-MUX, a fost introdus la scară redusă pe RES 1 870 kW, nr. 009—010 și s-a comportat corespunzător în timpul funcționării. Acest sistem, compact și modular, ce concentrează toate semnalele de comandă a secției în postul de conducere, cu respectarea principiilor de funcționare a ramelor convenționale, este prezentat în figura 1.

Schema-bloc de principiu a sistemului, din figura 1, conține:

A. Blocul de comandă logică

Toate informațiile de comandă (confirmări și protecții) și comenzile de conducere (comenzi primare) sînt prelucrate aici, obținîndu-se astfel funcțiile de comandă pentru elementele de execuție și, totodată, semnalele necesare funcționării în comandă multiplă, cînd secția este conducătoare.

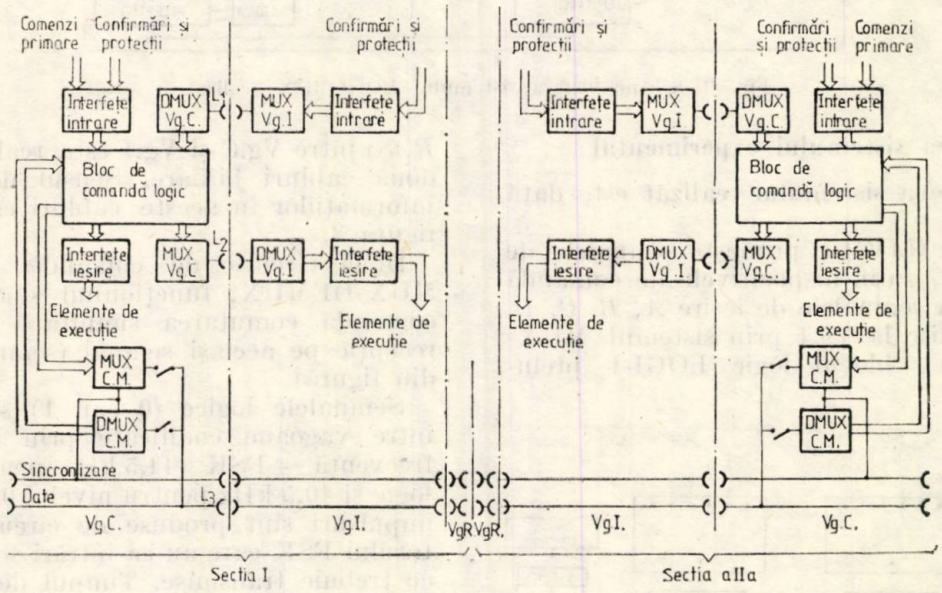


Fig. 1. Schema-bloc pentru conducerea unei rame în sistem LOGI—MUX.

B. Transmiterea secvențială a semnalelor între vagoanele aceleiași secții

Prin MUX — Vg. I — DEMUX-Vg. C se asigură transferul informațiilor de comandă (confirmări și protecții) de pe vagonul intermediar (Vg.I) spre blocul de comandă logică

* I.C.S.I.T. — M.T.A.E. — Craiova.

(B.C.L) de pe vagonul de capăt (Vg.C) pe calea *L1*. De asemenea, pe calea *L2*, prin MUX-Vg.C—DEMUX-Vg.I se realizează transferul semnalelor asociate funcțiilor de comandă, rezultate în urma prelucrării în B.C.L., către elementele de execuție de pe vagonul intermediar.

C. Transmiterea secvențială a semnalelor pentru comanda multiplă între secțiile ramei

Se realizează pe calea *L3* cu un ansamblu MUX-MC, DEMUX-MC pe fiecare vagon de capăt. Transmiterea se face de la MUX-MC a secției conducătoare către toate DEMUX-MC-urile secțiilor conduse, prin conectarea corespunzătoare la calea de transmitere a datelor, *L3*.

Detalii despre realizarea sistemului de transmitere sînt prezentate în cele ce urmează.

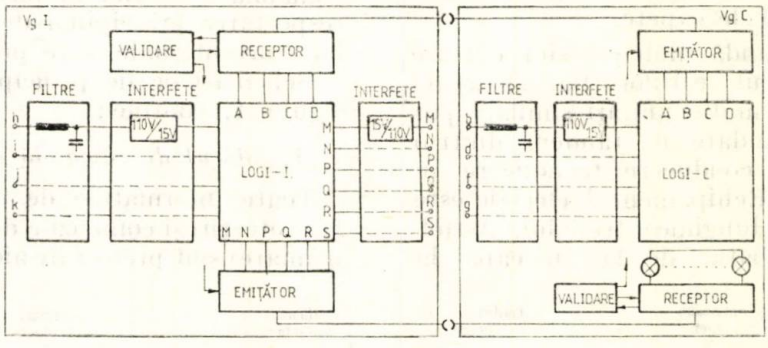


Fig. 2. Schema-bloc a sistemului LOGI-MUX realizat.

2. Descrierea sistemului experimental

Schema-bloc a sistemului realizat este dată în figura 2.

Blocul logic (LOGI-C primește semnalele de intrare *b*, *d*, *f*, *g* din dispozitivele de comandă ale Vg.C și dă semnalele de ieșire *A*, *B*, *C*, *D*, care sînt trimise la Vg.I prin sistemul MUX-DEMUX. Aici, blocul logic LOGI-I prelucrează semnalele de intrare din dispozitivele de comandă ale Vg.I. (*h*, *i*, *k*) și, de asemenea, semnalele Vg.C (*A*, *B*, *C*, *D*). Semnalele de ieșire ale LOGI-I (*M*, *N*, *P*, *Q*, *R*, *S*) sînt folosite pentru a comanda Vg.I (elementele de execuție) și pentru transmiterea semnalelor la Vg.C prin sistemul MUX-DEMUX.

Interfețele de intrare și ieșire între circuitele logice și dispozitivele de comandă a trenului sînt izolate optic, iar tensiunile de alimentare sînt de 15 Vc.c. (tensiunea de alimentare a LOGI-MUX) și 110 Vc.c. (tensiunea de funcționare a circuitelor de comandă a vehiculului). Un circuit special are drept scop blocarea ieșirilor către dispozitivele de comandă, în caz de funcționare necorespunzătoare a sistemului de transmitere a informației. Transmisia semnalelor (*A*, *B*, *C*, *D* și *M*, *N*, *P*, *Q*, *R*, *S*) între Vg.C și Vg.I este realizată folosind două cabluri bifilare. Sensul de transfer al informațiilor în aceste cabluri este arătat în figura 3.

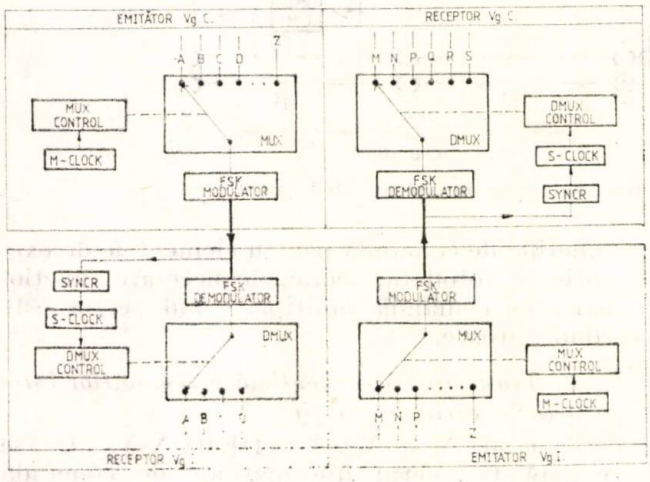


Fig. 3. Schema-bloc a sistemului de transmitere a semnalelor logice între vagoane.

Două circuite de comandă a circuitelor MUX-DEMUX, funcționînd sincron și fazat, comandă comutarea simultană la emisie și recepție pe același semnal (semnalul *A* și *M* din figură).

Semnalele logice (0 sau 1) sînt transmise între vagoane codificate prin modulație de frecvență — FSK (44,5 kHz pentru nivelul 1 logic și 40,5 kHz pentru nivelul 0 logic). Aceste impulsuri sînt produse de circuitele modulatorului FSK care au ca intrări semnalele logice ce trebuie transmise. Timpul de transmisie a tuturor datelor este egal cu NT_{CK} (N = numărul de canale ale MUX-DEMUX, iar T_{CK} = perioada ceasului de tact (fig. 4)).

Deoarece numărul de canale al circuitului MUX-DEMUX este mai mare decît numărul semnalelor trimise, canalele nefolosite sînt fixate pe nivelul 0 logic. Ultimul canal este folosit pentru sincronizarea generatorului de tact. Pentru aceasta, ultima intrare a canalului primește un semnal *Z* (fig.4), care blochează modulatorul FSK.

Pentru ultimul canal absența impulsului pe cablul de transmitere este sesizată de circuitul

SYNCR, care comandă inițializarea circuitului *S*-LOCK. Astfel, master-clock (*M*-clock) și slave-clock (*S*-clock), care au fost inițial reglate pentru a funcționa la aceeași frecvență, sînt făcute să oscileze fazic.

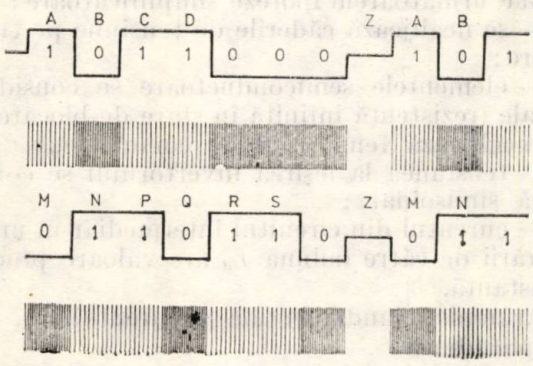


Fig. 4. Corelarea impulsurilor produse de modulatorul FSK cu semnalele logice transmise.

Comparat cu sistemul de transmisie a semnalului logic pe un singur cablu, testat într-o etapă anterioară, acest sistem dă posibilitatea unor blocuri modulare și interșanjabile și a unei viteze de transmisie a datelor de două ori mai mare.

Au fost luate măsuri speciale de precauție în realizarea circuitului de comandă MUX-DEMUX pentru a reduce efectul de perturbații electrice. Dacă totuși apare o desincronizare între circuitele MUX și DEMUX ea va fi automat eliminată cînd MUX-ul este conectat pe ultimul canal (*Z*). Semnalele de ieșire ale DEMUX nu vor fi afectate de această scurtă nesincronizare, datorită unui circuit de memorare care nu este sensibil la schimbare tranzitorie a semnalului de ieșire.

5. Concluzii

Sistemul de transmisie a semnalelor logice, prezentate aici, asigură o bună stabilitate față de perturbațiile electrice, deoarece folosește circuite de transmisie cu modulație în frecvență și de memorare a semnalelor logice cu o viteză redusă de răspuns.

Sincronizarea ultimului canal se realizează folosind o procedură care poate fi, de asemenea, extinsă pentru transmisia bilaterală pe o singură cale.

Semnalul de transmisie este bine adaptat pentru transmisia semnalelor logice cu o rată redusă de variație, fiind specific transmisiei comenzilor la trenurile electrice.

Bibliografie

[1] *Avery, C. R.* Control of traction power over two wires. În: I.E.E. Proceedings, vol. 131, Pt. B, nr. 4/7, 1984, p. 133

CZ 621.314:621.745

CONVERTIZOR TIRISTORIZAT
ALGORITM DE COMANDĂ

Echipament de medie frecvență pentru instalații de topire prin inducție

VASILE CĂRĂȘEL, VICTOR BĂLĂ, DUMITRU POPESCU, SABIN CRISTEA, VALERICA CRISTEA* — CRAIOVA

Introducere

In ultimul timp se constată înlocuirea generatoarelor rotative de medie frecvență cu convertizoare cu tiristoare, datorită următoarelor avantaje:

— randament superior, mai ales la sarcină redusă;

— frecvența de lucru variabilă acordabilă cu frecvența proprie a circuitului rezonant format din bobina cuptorului de inducție și condensatoare;

— uzură redusă datorită lipsei pieselor în mișcare;

— funcționare fără zgomot și vibrații;

— diminuarea pierderilor la funcționarea în gol;

— întreținere ușoară;

— puteri unitare mari.

Dintre convertoarele cu tiristoare, cele cu circuit intermediar de curent continuu au avantajul că reduc foarte mult armonicile superioare introduse în rețeaua de alimentare.

Principalul inconvenient în realizarea unor invertoare cu frecvență mare este inerția tiristoarelor (mai exact timpul necesar recombinării purtătorilor de sarcină din joncțiune pentru a asigura capacitatea de blocare a tiristoarelor — timp de revenire t_{rev}).

Cu tiristoarele rapide existente la ora actuală ($t_{rev} = 20\ \mu s$) și cu schemele clasice de invertoare se pot obține frecvențe de pînă la 2 500 Hz, frecvență care acoperă o bună parte din gama folosită de la instalațiile de încălzire și topire prin inducție.

Prezentul articol tratează un convertizor static de medie frecvență cu circuit intermediar de c.c. cu compensarea paralelă a sarcinii.

* I.C.S.I.T. — M.T.A.E. — Craiova

2. Dimensionarea circuitului de forță

Schema de principiu a convertizorului static de MF este dată în figura 1. Ea cuprinde un transformator trifazat $T1$, un redresor trifazat în punte complet comandat RD, un circuit intermediar ce conține o inductivitate L și un invertor în punte monofazat IV.

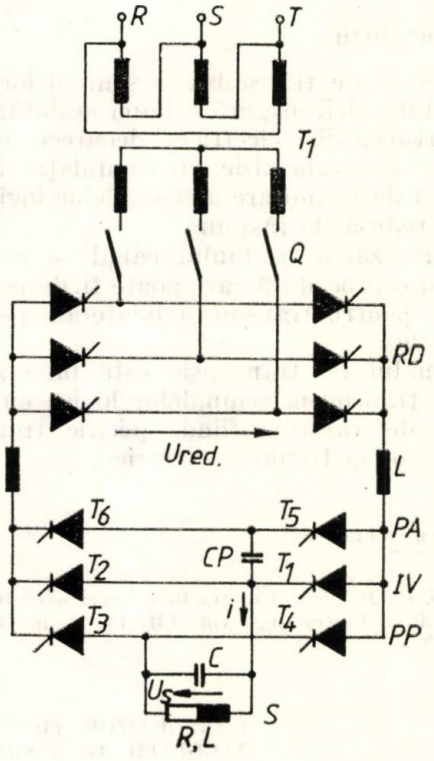


Fig. 1. Schema de principiu a convertizorului static de MF: $T1$ — transformator trifazat; Q — întreruptor principal; RD — redresor forță; L — inductivitate circuit intermediar PA — punte auxiliară; IV — invertor monofazat; PP — punte principală; CP — condensator de pornire; S — sarcină de medie frecvență.

Inductorul de topire cuplat în circuitul invertorului se poate reprezenta într-o schemă echivalentă R, L serie avînd caracter puternic inductiv.

Compensarea sarcinii se realizează cu condensatoare montate în paralel și care, împreună cu sarcina, formează un circuit oscilant RLC.

Redresorul trifazat în punte asigură conversia energiei trifazate în c.c. reglabil. La deconectare, redresorul este astfel comandat încît energia acumulată în bobina de aplatisare va fi transmisă rețelei.

Invertorul constă dintr-o punte monofazată complet comandată. În funcționare se asigură schimbarea polarității în sarcină prin schimbarea impulsurilor pe diagonala punții, frecvența fiind stabilită de sarcina formată din circuitul oscilant.

Pentru amorsarea oscilațiilor se folosește o punte auxiliară PA și un condensator de pornire C_p.

Datorită curenților mari și a frecvenței de lucru (2 500 Hz) bobina de aplatisare, tiristoarele invertorului și punții auxiliare, precum și condensatoarele de compensare sînt răcite cu apă.

Pentru dimensionarea circuitului de forță se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

— se neglijează căderile de tensiune pe tiristoare;

— elementele semiconductoare se consideră ideale (rezistență infinită în stare de blocare) și se neglijează fenomenul de comutație;

— tensiunea la ieșirea invertorului se consideră sinusoidală;

— curentul din circuitul intermediar în urma filtrării de către bobina L_d are valoare practic constantă.

Armonica fundamentală a curentului i, are amplitudinea:

$$I1 = \frac{4}{\pi} I_d, \tag{1}$$

respectiv valoarea efectivă va fi:

$$I_{1ef} = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} I_d. \tag{2}$$

Tensiunea sinusoidală pe sarcină, care este aceeași cu tensiunea pe condensator se poate determina din egalitatea energiilor dintre partea de curent continuu și sarcină, rezultînd:

$$Us_{max} = \frac{\pi}{2\cos\gamma} U_{red}, \tag{3}$$

unde:

$$\gamma = \omega_c \cdot t_s. \tag{4}$$

În relația (4) prin t_s s-a notat timpul de siguranță, care trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristoarelor.

Folosind relația (4), raportul dintre tensiunea efectivă a sarcinii și tensiunea continuă are expresia:

$$\frac{U_{ef}}{U_{red}} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{1}{\cos\gamma}. \tag{5}$$

Pentru deducerea puterii active dezvoltate în sarcină circuitul oscilant paralel se transpune într-o schemă echivalentă ca în figura 2.

Puterea activă dezvoltată în sarcină va fi:

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R_p} = \frac{1}{R_p} \cdot \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{U_{red}^2}{\cos^2\gamma}, \tag{6}$$

iar puterea activă raportată devine:

$$\frac{P}{P_0} = \frac{U_{ef}^2/R_p}{U_{red}/R_{p0}} = \frac{R_{p0}}{R_p} \cdot \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{1}{\cos^2\gamma}, \tag{7}$$

unde R_{po} este valoarea rezistenței R_p la frecvența f_0, dată de relația:

$$R_p = \frac{R^2 + (\omega_0 L)^2}{R}. \tag{8}$$

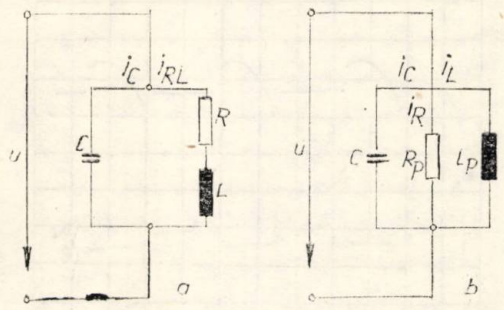


Fig. 2. Circuit oscilant paralel cu rezistență în serie cu inductivitatea (a) și în paralel (b).

Mărimile ω, ω_0, f sînt deja cele consacrate ale unui circuit oscilant cu pierderi și anume:

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — pulsația proprie a circuitului; (9)

$\delta = R/2L$ — factorul de amortizare; (10)

$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ — pulsația de funcționare a circuitului. (11)

O problemă specială a convertizoarelor statice de MF cu circuit intermediar de c.c. este determinarea valorii inductivității de filtrare. Acest calcul se face pe baza ondulației admise pentru curentul din circuitul intermediar. Această problemă este tratată pe larg în [1].

Pe baza relațiilor deduse anterior se pot dimensiona elementele principale din circuitul de forță al invertorului monofazat în sarcină compensată paralel.

Plecînd de la datele de proiectare se determină rezistența R și inductivitatea bobinei L din vatra cuptorului.

Capacitatea bateriei de compensare se determină cu relația:

$$C = \frac{1}{L(\omega^2 + \delta^2)}. \tag{11}$$

Ținînd seama de randamentul electric al cuptorului se poate scrie expresia puterii utile sub forma:

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R_p} \cdot \eta_e, \tag{12}$$

iar tensiunea maximă pe sarcină:

$$U_{max} = \sqrt{\frac{2PR_p}{\eta}}. \tag{13}$$

Această relație folosește la dimensionarea în tensiune a tiristoarelor din invertor.

Considerînd un invertor fără pierderi, tensiunea și curentul pe partea de curent continuu se determină cu:

$$U_d \leqslant \frac{2}{\pi} U_{max} \cdot \cos(\omega t_s), \tag{14}$$

$$I_d = \frac{P}{U_d}. \tag{15}$$

Pentru determinarea inductivității din circuitul intermediar (1) se folosește relația:

$$L_d = 10 \cdot L \cdot C_{Mm}, \tag{16}$$

$$C_{Mm} = \left(\frac{2}{\pi}\cos\gamma\right)^2 \left(\frac{\delta}{\omega} + \frac{1}{\delta/\omega}\right) \cdot \frac{f}{f_c} \cdot$$

$$\cdot 2\left[\arcsin\left(\frac{2}{\pi}\cos\nu\right) + \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\cos\gamma}\right)^2 - 1} - \frac{\pi}{2}\right]. \tag{17}$$

Inductivitatea de limitare a punții curentului L_k în serie cu tiristoarele invertorului se dimensionează cu ajutorul formulei:

$$L_k \geqslant U_{max} / \left(\frac{di}{dt}\right)_{adm}. \tag{18}$$

2. Algoritmul de comandă și reglare

Schema de comandă și reglare este prezentată în figura 3.

La pornirea instalației primul impuls din redresor comandă apariția primului impuls de aprindere în funcționarea invertorului pe partea auxiliară și anume pe diagonala de $T3$,

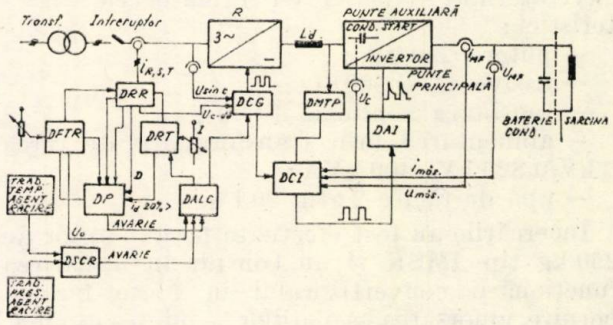


Fig. 3. Schema de comandă și reglare: $DFTR$ — dispozitiv formare tensiune de referință; $DSCR$ — dispozitiv supraveghere circuit răcire; DP — dispozitiv protecție; DDR — dispozitiv regulator de tensiune; $DALC$ — dispozitiv alimentare și logică de comutare; DCG — dispozitiv comandă pe grilă redresor; DCI — dispozitiv comandă invertor $DMTP$ — dispozitiv măsură timp protecție; DAI — dispozitiv amplificator de impulsuri invertor.

$T5$. Prin condensatorul de start începe să treacă un curent și să crească o tensiune U_c care, la atingerea unei tensiuni $U_{c.min}$ comandă impuls de aprindere pe cealată diagonală a punții $T4$, $T6$. Cînd tensiunea pe condensatorul de start atinge o valoare stabilită de polaritate inversă se formează un nou impuls pentru aprinderea diagonalei $T3$, $T5$, aprinderile succesive continuă pînă cînd tensiunea pe sarcină atinge valoarea $U1$. La atingerea acestei tensiuni se comută funcționarea pe puntea principală și momentele de aprindere se formează după trecerea prin zero a tensiunii sarcinii. La formarea momentelor de aprindere pentru comanda punții principale mai intervine și regulatorul timpului de protecție, care compară timpul de protecție măsurat (cu DMTP) cu timpul de protecție prescris.

Dispozitivul DRTF formează valoarea tensiunii de referință, care în timpul funcționării normale este impusă de potențiometrul de valoare prescrisă, iar în faza de pornire valoarea impusă va fi limitată la valoarea minimă. La comutarea pe funcționare normală un circuit integrator asigură creșterea valorii impuse cu o viteză bine definită de la valoarea minimă la valoarea impusă de potențiometru.

Valoarea tensiunii de referință poate fi limitată în timpul funcționării de valoarea vitezei de creștere di/dt a tiristoarelor invertorului și frecvență, cînd $f > f_{nominal}$.

Dispozitivul DRT formează valoarea impusă pentru regulatorul redresorului. La trecerea de la faza de amorsare la funcționare normală se ridică limitarea curentului de la valoarea curentului de pornire la valoarea curentului impusă de potențiometru.

3. Rezultate experimentale

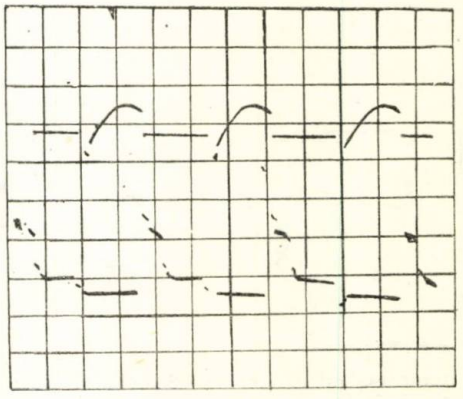
La Fabrica de Locomotive IEPC a fost realizat un convertizor static de MF pentru electrotermie — model cu următoarele caracteristici:

— putere 250 kW;
— frecvență 2 500 Hz;
— tensiunea nominală 1 000 V;
— alimentarea prin transformator de rețea 6 kV/0,825 kV, 400 kVA;
— apă de răcire 2 atm 20 l/min.

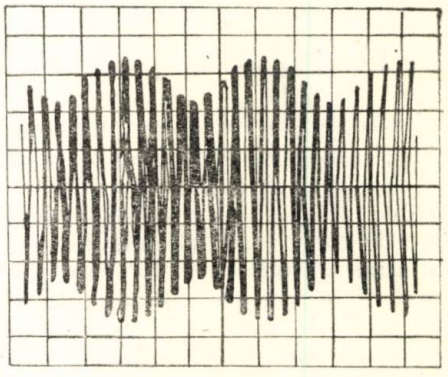
Încercările au fost efectuate pe un cuptor de 250 kg tip IMSK și au constat în urmărirea funcționării convertizorului în toate fazele: pornire, amorsarea oscilațiilor pe puntea auxiliară, funcționarea normală, funcționarea protecțiilor interblocajelor și semnalizărilor, oprire, oprire de avarie.

În fiecare fază de funcționare s-au oscilografiat mărimile principale care intervin în circuitele de forță și comandă prezentate în oscilogramele 1—5.

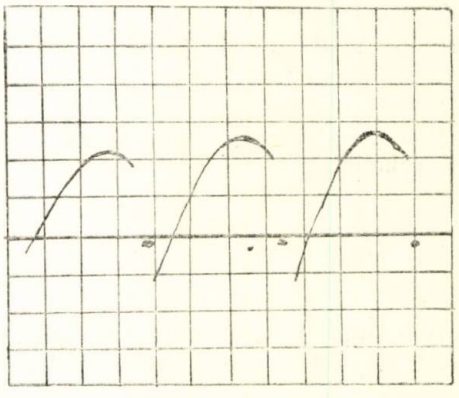
În oscilograma 1 este redată variația în timp a tensiunii pe un tiristor din puntea principală și, corespunzător, impulsul de aprindere pe grilă.



Oscilograma 1. Variația în timp a tensiunii pe un tiristor din puntea principală și impulsul de aprindere pe grilă corespunzător la $U_s = 300$V.



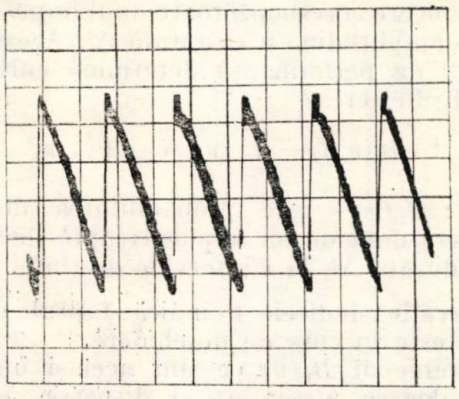
Oscilograma 2. Variația în timp a tensiunii pe sarcină la $U_s = 500$ V.



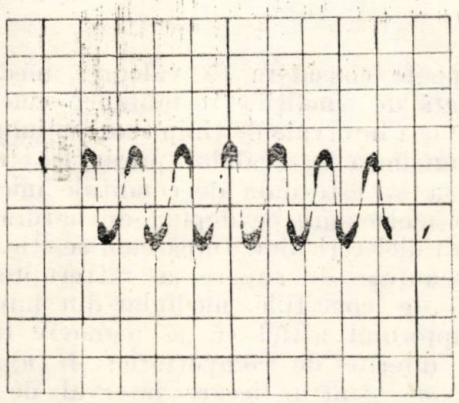
Oscilograma 3. Variația în timp a tensiunii la intrare în invertor la $U_S = 500$V.

Variația tensiunii pe sarcină este redată în oscilograma 2. Se observă momentele de comutație a diagonalelor (suprapunerea fazelor).

În oscilograma 3 este redată variația în timp a tensiunii la intrarea în invertor. Se observă timpul de protecție a tiristoarelor.



Oscilograma 4. Variația în timp a tensiunii redresorului la $U_s = 700$ V.



Oscilograma 5. Forma curentului la ieșirea din invertor.

Tensiunea redresorului este redată în oscilograma 4. Se observă cele 6 pulsuri (redresor complet comandat în punte).

Forma curentului la ieșirea din invertor este dată în oscilograma 5.

4. Concluzii

Rezultatele experimentale demonstrează justețea soluției adoptate și a algoritmului de dimensionare folosit. Comportarea în exploatare arată că această instalație reprezintă o soluție sigură și fiabilă pentru înlocuirea convertizoarelor rotative.

Prin asimilarea acestor produse se extinde gama aplicațiilor electronicii de putere la Electroputere Craiova, eliminîndu-se importul de instalații similare.

Bibliografie

[1] *Cărășel, V.*, ș.a. Invertor monofazat cu circuit intermediar de c.c. pentru alimentarea cuptorului de topire prin curenți de medie frecvență. Referate tehnico-științifice, Electroputere Craiova, 1982.

[2] *Cărășel V.*, ș.a. Extinderea gamei echipamentelor electrice bazate pe electronica de putere. În: Electrotehnica nr. 7, 1984, p. 277–280.

[3] *Guldner, H., Hering, G.* Maschinelle Berechnung von Schwingkreis-Weshelrichter. În: Electric 27 H.1.s. 1973, p. 15–17.

CZ 621.316.57

ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE
RIGIDITATE DIELECTRICĂ

Metodă de apreciere a comportării întreruptoarelor de medie tensiune cu ulei puțin la probele de comutație, utilizînd caracteristicile dielectrice de gol

CURCANU GEORGE, DEFTA MIHAIL, MÜLLER MARIOARA* — CRAIOVA

Introducere

Pentru aprecierea comportării întreruptoarelor de înaltă tensiune la comutația curenților mici inductivi și capacitivi și pentru stabilirea posibilităților limită de comutație a curenților de scurtcircuit trebuie determinată caracteristica rigidității dielectrice.

Un caz particular al caracteristicii rigidității dielectrice este caracteristica de gol, care pune în evidență creșterea rigidității dielectrice între contactele în curs de deschidere ale întreruptorului, în absența arcului electric.

Cercetările efectuate [1, 2, 3, 4], au urmărit stabilirea modului în care această caracteristică poate fi utilizată la aprecierea comportării întreruptoarelor la probele de comutație.

Acest diagnostic a fost utilizat cu succes [1] pentru întreruptoarele cu aer comprimat și cu hexafluorură de sulf pentru care s-a determinat cu precizie caracteristica dielectrică de gol [4].

Pentru întreruptoarele cu ulei puțin problemele sînt mult mai complexe, deoarece în acest caz există variații importante ale tensiunii de străpungere, dispersii cauzate de condițiile

Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova

mecanice ale intervalului de rupere, cît și cele datorate fenomenelor statistice care apar în cazul străpungerilor dielectrice [1, 5].

Pentru a se ține seama de caracterul statistic al rigidității dielectrice a intervalului s-a realizat un studiu bazat pe modelul matematic al rigidității dielectrice [1, 2], al intervalului între contactele în curs de deschidere ale întreruptorului cu ulei puțin. Acest studiu are în vedere dispersia inevitabilă a rigidității dielectrice și permite realizarea unui calcul aproximativ al probabilității de defect în funcție de forma de undă a solicitării de tensiune.

1. Modelul rigidității dielectrice

Străpungerea unui dispozitiv izolant simplu, datorată unui impuls de tensiune, poate să fie reprezentată printr-o probabilitate funcție de performanță [1].

Se definește astfel probabilitatea de străpungere $S(u)$, care se produce la un nivel de tensiune egal sau inferior lui u și probabilitatea de străpungere $B(u)$, provocată de un impuls de tensiune u la un nivel dat.

Condițiile sînt mai complexe în cazul intervalului dintre contactele unui întreruptor cu ulei puțin în curs de deschidere care poate fi considerat ca avînd următoarele caracteristici:

— lungimea intervalului crește relativ repede;

— mișcarea mediului izolant este rapidă, în general turbulent;

— mediul izolant conține impurități care reduc apreciabil tensiunea de străpungere (de exemplu, bule de gaz sau particule carbonizate de ulei);

— presiunea în interiorul intervalului este funcție de spațiu și timp și exercită de asemenea o influență asupra valorii de străpungere;

— temperatura mediului izolant este funcție de spațiu și timp.

În aceste condiții se definește rigiditatea dielectrică ținînd seama de comportarea statistică a dispozitivelor izolante pentru care se aplică rezultatele măsurătorilor de la determinarea caracteristicii dielectrice de gol.

De asemenea este posibil de utilizat modelul următor:

Toate elementele intervalului de timp al procesului de deschidere se împart în părți egale Δt. În timpul fiecărui interval de timp Δt se pot considera constanți parametrii deschiderii (lungimea intervalului, impuritățile, presiunea etc.) Astfel, interval pe durata totală a deschiderii contactelor poate fi considerat ca un șir de n dispozitive izolante independente, nedepinzînd de timp. În plus se poate presupune că pentru fiecare dispozitiv izolant se cunoaște funcția de performanță $B(u)$, care este o funcție de probabilitate de străpungere corespunzătoare unui impuls-treaptă de amplitudine u și durată Δt. Acest șir de funcții de performanță determină curba rigidității dielectrice:

$$B_1(u, t) = B_{1i}(u), \; i = 1 \ldots n, \tag{1}$$

unde: $B_{1i}(u)$ — este probabilitatea de străpungere dată de un impuls-treaptă de valoare u și durată Δt, la i intervale de timp.

Observație: indicele 1 indică faptul că procesul este în curs de deschidere.

Parametrii $B_{1i}(u)$ ce sînt aceiași împreună cu valoarea medie μ_{1i} și dispersia σ_{1i}, dau funcția de timp-treaptă:

$$\mu_1(t) = \mu_{1i}, \; i = 1 \ldots n; \; \sigma_1(t) = \sigma_{1i}; \; i = 1 \ldots n. \tag{2}$$

Se poate considera că valoarea medie μ_{i1} este dată de condițiile instantanee macroscopice de la i intervale de timp (poziția impurităților, lungimea intervalului, presiunea etc.), iar dispersia σ_{1i} este dată de condițiile microscopice și moleculare ce depind de natura străpungerii dielectricului. După cum se știe, toate performanțele de rupere a întreruptoarelor depind de condițiile mediului din interiorul întreruptorului astfel că m manevre dau n funcții diferite de comportare: $B_{ij}(u)$; $j = 1 \ldots m$, pentru fiecare interval de timp Δt.

O nouă funcție $F(u, t)$ poate fi determinată:

$$F(u, t) = Fi[B_{1i}(u); \; B_{2i}(u) \ldots B_{mi}(u)], \quad i = 1 \ldots n. \tag{3}$$

Această funcție a rigidității dielectrice $F_i(u)$, care este de asemenea funcție de performanță, reprezintă probabilitatea de străpungere pentru o succesiune de m procese de rupere cînd se aplică o undă-treaptă de tensiune de amplitudine u și durată Δt la i intervale de timp. Valoarea medie μ_i și dispersia σ_i ale funcției $F_i(u)$ dau funcțiile de timp-treaptă:

$$\mu(t) = \mu_i; \; i = 1 \ldots n; \; \sigma(t) = \sigma_i; \; i = 1 \ldots n. \tag{4}$$

2. Probabilitatea de amorsare a unui interval supus unui impuls de tensiune de formă dată

Dacă intervalul între contacte este supus la o tensiune reală de formă cunoscută, este posibil de a determina o aproximare a acestuia cu ajutorul unei serii de impulsuri de undă-treaptă $u(t) = u_i$; $i = 1 \ldots n$.

$F_i(u_i)$ — reprezintă probabilitatea de ținere la străpungere în cursul celor i intervale de

timp pentru manevrele de deschidere respective.

Se presupune o independență statistică a funcțiilor $F_i(u_i)$ și $F_{i+1}(u_i + 1)$ și se determină probabilitatea de străpungere în timpul celor k intervale de timp, dacă tensiunea a fost aplicată pe intervalele $1 \ldots k$.

$$P(u_k)_{i=1} = \prod_{i=1}^{k} [1 - F_{i-1}(u_{i-1})] F_i(u_i). \quad (5)$$

Probabilitatea de străpungere pe intervalul k, sau în cursul unui interval precedent,se determină cu funcția de probabilitate comulativă :

$$S(u_k) = \sum_{j=1}^{k} \prod_{i=1}^{j} [1 - F_{i-1}(u_{i-1})] F_i(u_i). \quad (6)$$

În acest fel este posibil de a exprima matematic relația între probabilitatea de străpungere și forma tensiunii.

Ipoteza independenței statistice a funcțiilor individuale $F_i(u_i)$ este justificată din următoarele considerente : conform precizărilor precedente, condițiile intervalului corespund unor intervale de timp distincte și sînt statistic independente. Valorile $F_i(u_i)$ sînt statistic independente, dacă tensiunea u_{i-1} aplicată în cursul $(i - 1)$ intervale de timp nu influențează probabilitatea de străpungere $F_i(u_i)$ din intervalul i, adică din următorul interval. Această ipoteză este admisibilă dacă, intervalul de timp Δt este foarte mic sau foarte mare în raport cu constanta de timp necesară pentru care se schimbă forma liniilor de cîmp electric din acest interval.

3. Cazuri particulare ale funcției

3.1. Parametrii μ și σ independenți în timp

În cazul cel mai simplu parametrii μ și σ pentru interval constant în timp, al funcției $F(u, t)$ sînt independenți de timp. În ipoteza că toate valorile μ_i și σ_i sînt egale se determină funcția de probabilitate :

$$S(u_k) = \sum_{j=1}^{k} \prod_{i=1}^{j} [1 - F(u_{i-1})] F(u_i). \quad (7)$$

În realitate nu este posibil de determinat funcția $F(u, t)$. Pe de altă parte, o frecvență cumulativă a tensiunii de amorsare reprezintă, estimare a probabilității cumulative $S_m(u)$, ce poate fi determinată printr-o serie de încercări utilizînd o curbă de tensiune cu o creștere liniară. Aceasta poate fi realizată cu ajutorul instalației de încercare din L.M.P. Fiind date μ și σ independente în timp, momentul amorsării reale nu prezintă importanță.

4. Experimentări pentru determinarea caracteristicii dielectricii de gol

Cu instalația realizată în Laboratorul de Mare Putere al ICSITMTAE — Craiova s-au determinat tensiunile de străpungere între contactele în curs de deschidere ale întreruptorului cu ulei puțin, tip UN—12 kV/1250 A, pe baza cărora se trasează caracteristica dielectrică de gol.

Schema de principiu a instalației este prezentată în figura 1.

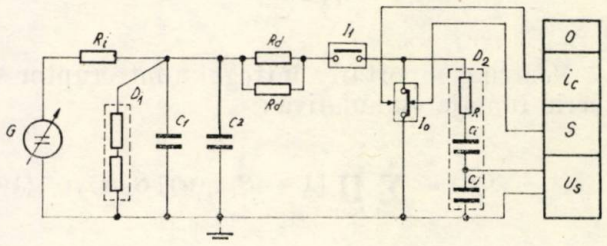
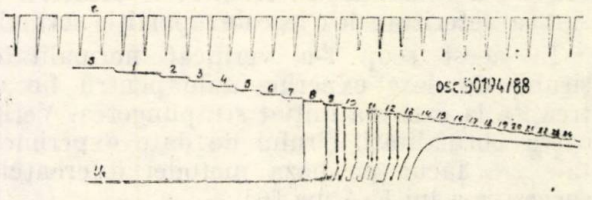


Fig. 1. Schema de principiu a instalației pentru determinarea tensiunii de străpungere a intervalului întreruptorului; G_c — sursă de tensiune continuă variabilă; R_i — rezistență de protecția sursei; D_1 — divizor rezistiv pentru măsurarea tensiunii sursei; C_1; C_2 — condensatoare de înaltă tensiune; R_d — rezistență de descărcare; I_1 — întreruptor auxiliar; I_o — întreruptor de încercat; D_2 — divizor capacitiv pentru măsurarea tensiunii de străpungere; C_i; Cj — condensatoare de înaltă și joasă tensiune; O — oscilograf catodic; i_c — curent comandă aparat; S — cursă traductor; U_s — tensiune de străpungere.

Pe polul T al întreruptorului cu ulei puțin tip UN-12 kV/1250 A s-a aplicat tensiunea continuă de la 50 kV în creștere cu 5 kV pînă la 100 kV. S-au efectuat mai multe încercări, astfel că, pentru fiecare treaptă a traductorului s-au determinat cel puțin 20 tensiuni de străpungere. Pentru fiecare treaptă a traductorului se consideră parametrii constanți ai intervalului de rupere. Repetînd de un număr mare de ori în condiții identice măsurările tensiunii de străpungere, se constată, în general, că rezultatele aleatorii măsurării sînt caracterizate de o lege de repartiție bine determinată.

În acest caz se poate determina valoarea medie μ și dispersia σ a acestei repartiții normale (Gauss) [1, 2].

Fie $u_1 \ldots u_n$ tensiunile de străpungere corespunzătoare unei trepte a traductorului. În



Fif. 2. Oscilograma tensiunii de străpungere între contactele în curs de deschidere ale întreruptorului tip UN-12 kV/1 250 A.

acest caz:

$$\mu = \frac{\sum_1^m u_j}{m}, \text{ iar } \sigma = \sqrt{\frac{\sum_1^m u_j - \mu}{m-1}}, \qquad (8)$$

cunoscîndu-se aceste date, rezultă funcţia de comportare [2]:

$$S_i(u) = \frac{1}{\sigma_i\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{u} e^{-\frac{(t-\mu_i)^2}{2\sigma^2}} dt. \qquad (9)$$

Pentru comportarea întregului întreruptor se scrie funcţia cumulativă:

$$S(u) = \sum_{j=1}^{k} \prod_{t=1}^{j} [1 - S_{i-1}(u)]\, S_i(u), \qquad (10)$$

care determină probabilitatea de străpungere în timpul intervalului k sau în cursul intervalului precedent.

k — reprezintă numărul de trepte ale traductorului de cursă.

5. Programe realizate pe calculator pentru determinarea probabilităţii de străpungere

Pe calculatorul Independent I-102 F din dotarea Laboratorului de Mare Putere, s-au realizat două programe de calcul în limbaj FORTRAN pentru determinarea probabilităţii de străpungere a întreruptorului între contactele în curs de deschidere ale întreruptorului cu ulei puţin.

Programul I a fost realizat pentru:

— verificarea normalităţii şirului de date experimentale;

— calculul valorilor medii μ şi al dispersiei σ.

Programul II a fost realizat pentru:

— calculul funcţiei de comportare: $K \cdot S_i$;

— calculul funcţiei cumulative: $S(u)$.

5.1. Programul I

Există un număr m de date experimentale care reprezintă tensiunile u_i de străpungere a intervalului, obţinute în urma experimentărilor efectuate cu instalaţia laboratorului.

Măsurătorile au fost repetate de mai multe ori şi s-a constatat că rezultatele aleatorii u_i sînt caracterizate de o lege de repartiţie normală.

În acest scop s-a verificat normalitatea şirului de date experimentale pentru fiecare treaptă la care s-a iniţiat străpungerea. Verificarea normalităţii şirului de date experimentale s-a făcut pe baza metodei diferenţelor succesive a lui E-Abbe [6].

Testul lui E. Abbe constă în următoarele:

— se introduc datele într-un fişier pe disc;

— se ordonează datele şirului în ordine crescătoare: $u_1 < u_2 < \ldots u_n$;

— se calculează valoarea medie μ şi dispersia σ cu relaţiile:

$$\mu = \frac{1}{m}\sum_{j=1}^{m} u_j; \qquad \sigma = \sqrt{\frac{\sum_1^m (u_j - \mu)^2}{m-1}} \qquad (11)$$

— se calculează raportul „r" cu relaţia:

$$\gamma = \frac{\sum_1^m (u_{j+1} - u_j)^2}{\sum_1^m (u_j - \mu)^2}; \qquad (12)$$

— se alege pragul de semnificaţie $q = 0{,}05$;

— se calculează γ_q cu relaţia:

$$\gamma_q = 1 - \frac{1{,}645\sqrt{m-2}}{\sqrt{(m-1)(m+1)}}, \qquad (13)$$

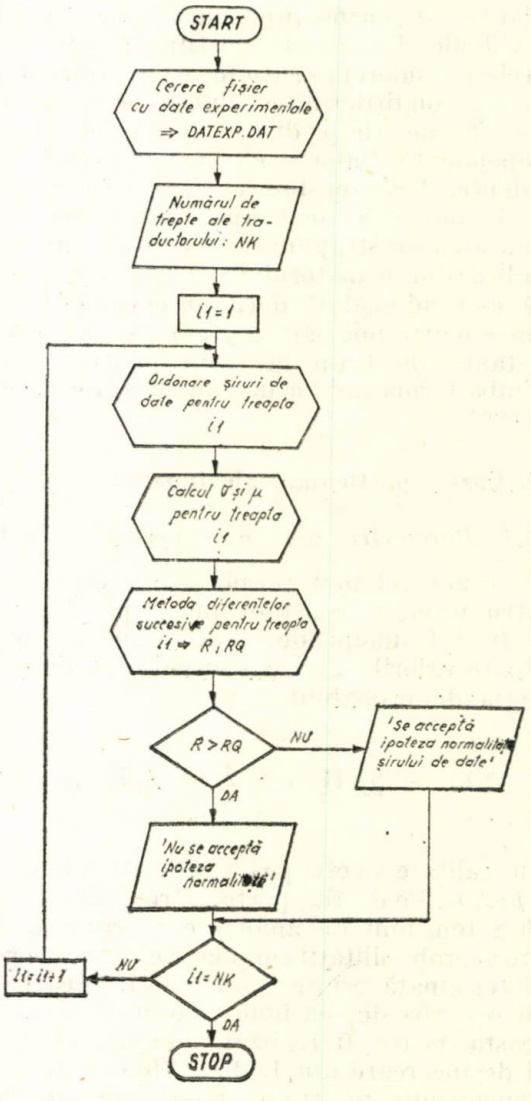


Fig. 3. Organigrama programului I de calcul.

unde m reprezintă numărul de date experimentale.

Dacă se constată că $r < r_q$, se admite ipoteza normalității șirului de date. Organigrama programului I este dată în figura 3.

Conform acestui program rezultă normalitatea șirului de date.

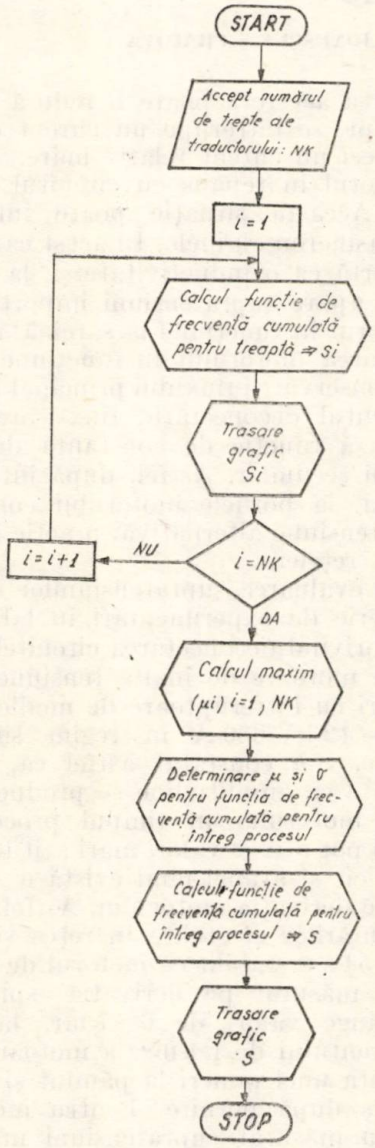


Fig. 4. Organigrama programului II de calcul.

5.2. *Programul II*

Se calculează $K \cdot S_i$ funcție de comportare și se trasează grafic curbele funcției de comportare pentru fiecare treaptă.

S-a calculat de asemenea, funcția cumulativă $S(u)$, care dă probabilitatea de străpungere a intervalului și s-a trasat curba funcției cumulative. Organigrama programului de calcul este prezentată în figura 4, iar graficul funcției cumulative este dat în figura 5.

6. Concluzii

Pentru aprecierea comportării întreruptoarelor de medie tensiune cu ulei puțin la probele de comutație se procedează astfel:

— se determină tensiunile de străpungere ale intervalului dintre contactele în curs de des-

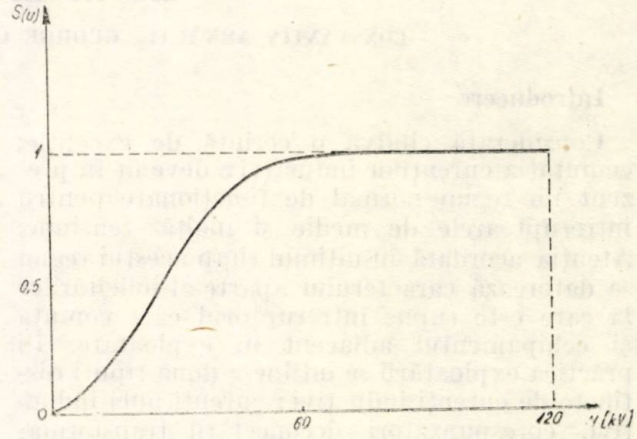


Fig. 5. Graficul funcției cumulative trasată pe calculator.

chidere ale întreruptorului în stare nouă de funcționare;

— se ordonează șirul de date experimentale și se verifică dacă se supun unei repartiții normale;

— se determină funcția de comportare a întreruptorului utilizînd modelul matematic al rigidității dielectrice a intervalului întreruptorului.

Pe baza acestei metode se poate estima mai exact probabilitatea de defect a întreruptorului, decît prin trasarea directă a caracteristicii de gol a întreruptorului.

Bibliografie

[1] *Fröhlich, K.* Mesure des caracteristiques de tension et performances de coupure des disjoncteurs. În: CIGRÉ-13-01-1978.

[2] *Ebersberger, H.* Statistische Verfahren zur Bestimmung der Durchschlagwahrscheinlichkeit von Isolierstreken. În: Wiss Z. Elektrotech. Leipzig 17, 1971, 2/3 S. 11713-2.

[3] *Curcanu, G.; Rarinca, Q.; Burlacu, I.* Equipment for determination of the high voltage circuit-breaker dielectric rigidity characteristic. În: Technical reports — Electroputere Craiova — 1986.

[4] *Curcanu, G., Rarinca, O., Defta, M. Rassuzhdenia* nad harakteristikami holostogo hoda visokovoltnih vicliuchatelej. Conferința de Aparataj Electric — INTERELEKTRO, Togliatti, URSS, 12—17—09—1989.

[5] *Curcanu, G., Defta, M., Müller, M.* Vozmojhnosti ispolzovania dielektricheskih harakteristik holostogj hoda pri prognozirovanii povedenia maloabiomnih masliannih vikliutchatelei na srednem napriazhenii. În: Referatele Conferinței Jubiliare a IET-Sofia, 27—28—X—1988.

[6] *Tiron, M.* Teoria erorilor de măsurare și metoda celor mai mici pătrate. Editura Tehnică, București 1972.

CZ 621.316.57

Aspecte privind comutația curenților mici inductivi la deconectarea motoarelor cu întreruptoare de medie tensiune

CONSTANTIN ARNĂUTU, GEORGE CURCANU, ION IONESCU* — CRAIOVA

Introducere

Considerată cîndva o cerință de excepție, comutația curenților inductivi a devenit în prezent un regim normal de funcționare pentru întreruptoarele de medie și înaltă tensiune. Atenția acordată în ultimul timp acestui regim se datorează caracterului aparte al solicitărilor la care este supus întreruptorul care comută și echipamentul adiacent în exploatare. În practica exploatării se întîlnesc două tipuri distincte de curenți inductivi: curenți mici inductivi, corespunzători deconectării transformatoarelor sau motoarelor în gol și curenți mari inductivi, corespunzători deconectării bobinelor de reactanțe, motoarelor în regim de pornire sau scurtcircuit (cu rotorul calat) [1].

1. Principalele regimuri de deconectare a motoarelor de înaltă tensiune

Motoarele de curent alternativ de înaltă tensiune normale acoperă gamele 2—14 kV și 100 kW — 40 MW. Ele se clasifică în următoarele tipuri:

a. Motoare asincrone cu rotorul în colivie cu pornire directă $Ip = (6-7)\,In$.

b. Motoare asincrone cu inele colectoare: $Ip \leqslant 6\,In$.

c. Motoare sincrone: $Ip = (3-5)In$.

Din punct de vedere al deconectării motorului cu întreruptor, aceasta se aplică cel mai adesea la motorul asincron cu pornire directă, acest motor fiind cel mai răspîndit în sistemele de acționare uzuale. Deconectarea de la rețea a motorului asincron în gol sau cu o sarcină redusă față de sarcina sa nominală, ridică probleme specifice întreruperii curenților mici inductivi. După caz, va trebui să se țină seama de existența tensiunii electromotoare induse în statorul mașinii ca urmare a faptului că în rotor curentul nu poate lua brusc valoarea zero.

Din aceste considerente rezultă mai multe situații:

a. Motorul în repaus, rotorul calat. Dacă rotorul este calat, deci alunecarea este 1, atunci motorul se comportă ca o inductivitate. Ca urmare, pot apare supratensiuni, cu observația că valoarea acestora poate fi redusă dat fiind că, de fapt, se întrerupe un curent de scurtcircuit, deci un curent relativ mare.

b. Motorul în repaus cu circuitul secundar deschis. Această situație poate interveni la motorul asincron cu inele. În acest caz motorul se comportă ca o inductivitate și, la deconectare, pot apare supratensiuni importante.

c. Motorul în funcțiune la sarcină nominală. Deconectarea motorului în funcțiune este ușurată de conservarea fluxului principal în mașină în momentul deconectării, flux care apoi se amortizează funcție de constanta de timp a circuitului secundar. Astfel, după întreruperea circuitului, la bornele motorului continuă să existe o tensiune alternativă, practic în fază cu tensiunea rețelei.

Pentru evaluarea supratensiunilor s-au efectuat o serie de experimentări în laborator și în rețea privind deconectarea circuitelor ce alimentează motoare de înaltă tensiune de diferite puteri cu întreruptoare de medie tensiune tip IO — 12 kV/630 A în regim simetric și nesimetric. S-a constatat astfel că, solicitări importante ca amplitudine se produc la deconectarea motorului în timpul procesului de pornire și pot atinge valori mari atît în condiții normale, cît și atunci cînd există o punere la pămînt pe derivația motorului. Astfel, în urma experimentărilor efectuate în rețea și în laborator [2, 5] s-a stabilit că factorul de supraamplitudine măsurat pe derivația spre motor, poate atinge valori de 6—7 u.r., la întreruperea curentului de pornire a motoarelor mari în prezența unei puneri la pămînt și 6,75 u.r., la 120 ms după pornire. Pentru motoare de 6 kV s-au măsurat supratensiuni maxime de circa 33 kV, supratensiune severă pentru cablu, motor și placa de borne a motorului. Asupra valorii supratensiunii influențează viteza de întrerupere a curentului (tipul întreruptorului) și puterea motorului deconectat. Dacă puterea motorului crește, scade inductivitatea acestuia și, în consecință, amplitudinea oscilațiilor la deconectare scade, îmbunătățindu-se totodată și condițiile de rupere pentru întreruptor, care nu mai are posibilitatea de a „tăia" (smulge) curentul. Elementele care influențează creșterea tensiunii în aceste regimuri de funcționare sînt: tensiunea sistemului de alimentare, caracteristicile cablurilor de alimentare (lungimea, impedanța caracteristică), capacități concen-

* INSTITUTUL DE CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ ȘI INGINERIE TEHNOLOGICĂ PENTRU MOTOARE, TRANSFORMATOARE ȘI APARATAJ ELECTRIC — CRAIOVA.

trate în rețea, caracteristicile de reaprindere ale întreruptorului.

2. Metodă de încercare

Pornind de la necesitatea încercării întreruptoarelor de medie tensiune la comutația curenților mici inductivi în cazul deconectării motoarelor, pe baza studiului fenomenelor fizice ale experimentărilor efectuate și a unei vaste documentări se propune o metodă pentru încercarea întreruptoarelor de medie tensiune la acest regim [3, 4]. Metoda stabilește schema de încercare și condițiile încercării. Astfel, referitor la schema de încercare, se prezintă: tipul schemei, parametrii circuitului de alimentare și de sarcină, schema de măsură; referitor la condițiile de încercare se dau: valorile curentului nominal, forma curentului, valorile tensiunilor nominale de încercare, numărul și succesiunea manevrelor.

Încercările pot fi făcute în circuit direct (cu motor real) sau în circuit modelat în laborator, cînd se folosește un circuit cu parametri distribuiți, care simulează motorul. Încercările vor fi efectuate folosind două circuite de alimentare și două circuite echivalente pentru motor, prezentate în figura 1.

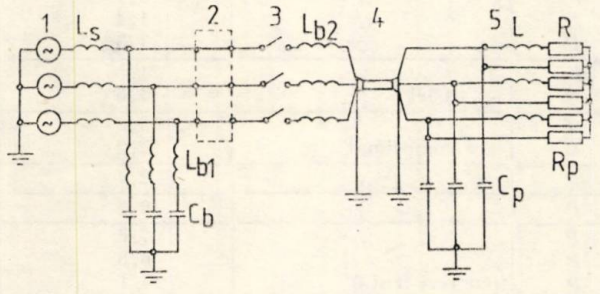


Fig. 1. Circuitele de încercare la deconectarea curenților mici inductivi în cazul motoarelor: *1* — sursă de alimentare, *2* — bare colectoare; *3* — întreruptorul de încercat; *4* — conexiunea între întreruptor și sarcină; *5* — circuitul echivalent al motorului; — *Ls* — inductanța sursei de alimentare; — *Cb* — capacitatea sursei + capacitatea naturală a circuitului; — *Lb* 1 — inductanța condensatoarelor și a cablurilor de legătură; — *Lb* 2 — inductanța conexiunii între întreruptor și partea ecranată a cablului; — *L*, *R* — inductivitatea, respectiv rezistența sarcinii; — *Rp*, *Cp* — sînt astfel alese încît circuitul să aibă o frecvență proprie de 12,5 ± 2,5 kHz și un factor de amplitudine de 1,7 ± 0,1.

Cele două circuite de alimentare diferă doar prin valoarea capacității *Cb*, care ia valori de 0,04 ± 0,01 μF (pentru circuitul *A*) și 1,75 ± 0,25 μF (pentru circuitul *B*). Valorile *R*, *L* sînt astfel alese încît să se poată obține curenți de 100 A (circuitul 1) și 300 A (circuitul 2). Încercările de comutație a curenților mici inductivi la motoare constau din 4 serii, specificate în tabelul 1.

Tabelul 1

Secvențele de încercare a întreruptoarelor de medie tensiune la deconectarea motoarelor

Seria de încercări	I_0 A	U kV	Circuitul de alimentare	Circuitul echivalent al motorului	Nr. de încercări	Observații
1	100	$\frac{Un}{\sqrt{3}}$	*A*	1	40** 20*	* Cînd momentul separării contactelor se decalează cu 9° El. ** Dacă momentul separării contactelor nu se specifică.
2			*B*			
3	300		*A*	2		
4			*B*		40** 20*	

Observații

1. Încercările se vor face ca închideri — deschideri sau închideri și deschideri separate, exceptînd cazul cînd sînt executate pe motor real, cînd vor fi numai închideri — deschideri.
2. Cînd încercările sînt făcute în circuit modelat, contactele întreruptorului nu vor fi separate pînă cînd procentajul componentei aperiodice nu va fi mai mic de 20%.
3. Cînd se cuplează un motor real se recomandă un timp de pauză de 200 ms între manevra de închidere și cea de deschidere.

3. Experimentări

Experimentările efectuate pe baza metodei prezentate au avut drept scop determinarea nivelului solicitărilor produse de supratensiuni. Astfel, s-au considerat regimurile generatoare de supratensiuni care să necesite determinări prin probe și măsurători pentru regimuri de pornire și de conectare a motoarelor de puteri mari (alimentate la 6 kV în regim de pornire și funcționare). O sinteză a valorilor supratensiunilor obținute la deconectarea motoarelor cu diferite tipuri de întreruptoare este prezentată în tabelul 2, în care factorii de supratensiuni sînt raportați la valoarea de vîrf a tensiunilor nominale, fază — pămînt.

4. Concluzii

Studiile efectuate, precum și experimentările realizate au arătat că cele mai mari supratensiuni de comutație apar la deconectarea motoarelor în regim de pornire, ele fiind influențate de parametrii (*L* și *C*) sursei de alimentare, tipul întreruptorului cu care se realizează deconectarea motoarelor (prin natura mediului de stingere), parametrii circuitului întrerupt (lungimea cablului de racord între întreruptor și motor, puterea motorului). Pentru reducerea supratensiunilor de comutație, în exploatare în cazul

Tabelul 2

Sinteza rezultatelor obținute experimental la deconectarea motoarelor de înaltă tensiune cu diferite tipuri de întreruptoare

U_n, kV	P_n, kW	Lungimea cablului, m (+ capacit. suplimentară)	Nr. de probe	Regimul *P*-pornire *F*-funcționare	Întreruptor	Factor maxim de supratensiune
6,6	150	140	20	*F*	Ulei puțin	2,8
			28	*F*		5,2
6,6	155	170	20	*P*		4,7
		(+ 0,25 μF)	45	*P*	,,	5,0
		(+ 0,85 μF)	7	*P*		3,2
6	175	70	20	*F*		2,8
		71	71	*P*	,,	9,8
6	210	120	15	*F*		1,4
		340	11	*P*	,,	3,5
			17	*F*		2,8
			6	*P*		3,5
6	210	70	10	*F*		2,8
		0	20	*P*	,,	5,5
		70	34	*P*		8,3
		350	20	*P*		5,9
6,6	220	108	25	*P*		4,1
		(+ 0,2 μF)	10	*P*	,,	3,9
6	310	10	21	*F*	Ulei puțin	2,8
		—	22	*P*	,,	4,6
		300	11	*P*		4,9
		70	9	*F*		2,2
6	520	0	26	*P*		5,1
		70	50	*P*	,,	6,7
		250	21	*P*		4,9
		350	35	*P*		4,2
3	110	165	14	*F*		2,3
		—	9	*P*	,,	3,7
		551	10	*F*	,,	1,4
			6	*P*		4,3
3	92	470	12	*F*		1,5
		—	8	*P*	Ulei	4,8
6	210	340	44	*F*		3,8
		—	16	*P*	aer comprimat	7,2
6	2 500	43	6	*P*	,,	2,7
3	160	56	4	*P*	,,	6,8
3	90	70	4	*P*	,,	7,8
		(+ 0,2 μF)	4	*P*		6,8
		(+ 4 μF)	4	*P*	(cu rezistență)	4,1
3	90	70	16	*P*	aer comprimat	3,4
		(+ 0,2 μF)	4	*P*		3,9
		(+ 4 μF)	4	*P*	(+ 200 ohmi cu rez.)	3,2

întreruptoarelor cu ulei puțin se recomandă montarea unor condensatoare pe bornele motorului cu capacități de (0,1—0,5 μF), instalarea unor descărcători de construcție specială între bornele motorului și masă, înserierea unor bobine de reactanță cu întreruptorul, conectarea unor grupuri $R-C$ (100 ohmi și 0,1—0,2 μF) la bornele întreruptorului, înscrierea unor rezistențe de întrerupere (100 ohmi) sau neliniare în circuitul principal, la 20—30 ms după întrerupere.

De asemenea se recomandă folosirea unor întreruptoare lente care să nu producă tăierea curenților, fenomen care ar genera supratensiuni mari de comutație.

Bibliografie

[1] *Kapainsky, J., Rouss, E.* La coupure de faibles courants inductifs capacitifs dans les reseaux a haute tension. În rev. Brown Boveri no. 4/1979.

[2] *Onu, V.* Nivelul solicitărilor produse de supratensiuni în rețelele S.I., determinate prin încercări directe Referat teză de doctorat I.P.B.

[3] CIGRE 17 A — 277 — High — voltage alterbating current circuitbreakers. Small inductive curent switching tests. High — Voltage motors.

[4] CIGRE — 13—86 WG 13.02) 26 1 WD — Interruption of small inductive currents-chapter 3.

[5] *Curcanu, G, Arnăutu C., Ionescu, I.* Aspecte privind comutația curenților mici inductivi la deconectarea motoarelor cu întreruptoare de medie tensiune. În Referatele celei de a 8-a sesiuni de comunicări științifice IRE — Suceava, 2—3 iunie 1989.

CZ 621.317.39

MĂSURAREA ELECTRICĂ A FORȚELOR
MAGNETOELASTICITATE
ARBORI DE MĂSURĂ

Măsurarea industrială a forțelor cu arbori de măsură de tip magnetoelastic

ANDREI MARINESCU *, ECATERINA MARINESCU**, DUIU CONSTANTIN *, CAROL SASSLER* — CRAIOVA

Introducere

Dintre metodele de măsurare industrială a forțelor o răspîndire deosebită au căpătat-o cele bazate pe tensometria rezistivă (diferite tipuri de montaje în punte realizate cu mărci tensometrice rezistive, lipite pe corpul activ), sau pe tensometria magnetoelastică (diferite sisteme de găuri practicate în corpul activ în care sînt dispuse înfășurări de excitație și de sondare a modificărilor de spectru ale cîmpului magnetic care apar ca urmare a solicitării mecanice) [1].

În majoritatea cazurilor traductoarele de forță bazate pe aceste principii conduc la construcții voluminoase și la necesitatea introducerii traductorului în serie în fluxul de forță, ceea ce uneori este imposibil atît din motive de spațiu cît și de stabilitate a sistemului mecanic rezultant. De aceea capătă o răspîndire din ce în ce mai mare dispozitivele bazate pe înlocuirea unei piese existente în instalația respectivă printr-o piesă de dimensiuni identice care să îndeplinească în același timp și funcția de traductor de forță. Dintre elementele utilizate în construcția de mașini se pretează în cea mai mare măsură la transformarea în dispozitive de măsură șuruburile, bolțurile de fixare a elementelor de rezistență sau de agățare a cablurilor de ridicare, arborii ficși ai rolelor de cablu etc.

Sînt cunoscute, de asemenea, diferite variante de bolțuri sau arbori de măsură, la care încovoierea prin efectul acesteia asupra fibrei medii, repartiției momentului încovoietor, sau forțelor tăietoare în diferite secțiuni, servesc ca măsură a sarcinii aplicate. Aceste construcții apelează la elemente de măsură plasate pe sau introduse într-o gaură centrală a arborelui, care fie că sînt lipite (cazul tensometriei rezistive), fie că sînt presate sau calate pe pereții găurii (cazul tensometriei magnetoelastice). Toate prezintă dezavantajul că necesită prelucrări mecanice deosebite, dispozitive speciale de montaj, componente costisitoare și au o anumită nesiguranță în funcționare datorită prezenței mai multor corpuri în contact mecanic [2, 3].

În lucrare se prezintă o nouă soluție constructivă pentru realizarea arborilor de măsură și implementarea acesteia în instalații industriale realizate pentru economia națională sau pentru export.

1. Principiul de funcționare a arborelui de măsură

Traductorul de forță tip arbore sau bolț de măsură [4] este caracterizat de faptul că unește într-o construcție monolit, realizată din material feromagnetic magnetostrictiv, atît elementul de rezistență de formă, în principal cilindrică, cît și elementul sau elementele sensibile sub forma unor membrane de grosime redusă, în comparație cu lungimea sau diametrul bolțului. Membranele sînt situate fie într-un plan perpendicular pe axa longitudinală a bolțului la mijlocul deschiderii (fig. 1 a), fie în reazemele bolțului într-un plan axial vertical (fig. 1 b).

Fiecare membrană este prevăzută cu patru orificii de formă circulară (fig. 1 c), în care se introduc o înfășurare de excitație alimentată de la o sursă de curent alternativă și o înfășurare de măsură (sondare) a distorsiunii cîmpului magnetic produs de înfășurarea de excitație care rezultă ca urmare a deformării bolțului sau arborelui de măsură, tensiunea indusă în înfășurarea respectivă fiind proporțională cu efortul mecanic aplicat din exterior.

Cele patru orificii sînt astfel aranjate încît linia de acțiune a forței de măsurat F să formeze un unghi de 45° cu planul înfășurărilor. Menținerea în această poziție a arborelui se asigură cu ajutorul unei pene sau a unor știfturi de calare în raport cu unul din reazeme.

La aplicarea unei forțe exterioare membrana subțire, ce formează elementul sensibil în care are loc interacțiunea mecanomagnetică este supusă efectului cooperativ, produs de deformarea simultană a pereților corpului cilindric după două direcții perpendiculare, una paralelă cu direcția de acțiune a forței F (compresiune) și alta perpendiculară pe această direcție (întindere) și, ca urmare, semnalul de ieșire este mai mare decît la traductorul de forță cu înfășurări de excitație și de măsură perpendiculare [5], supus, de exemplu, numai la întindere sau numai la compresiune.

Construcția din figura 1 b are avantajul că semnalul de ieșire nu depinde practic de punctul de aplicare al forței F pe lungimea arborelui, datorită însumării semnalelor de la cele două elemente sensibile.

* ICSIT-MTAE — Craiova
** Univeritatea Craiova

O altă caracteristică importantă a acestui tip de traductor de forță constă în faptul că geometria elementului sensibil poate rămîne

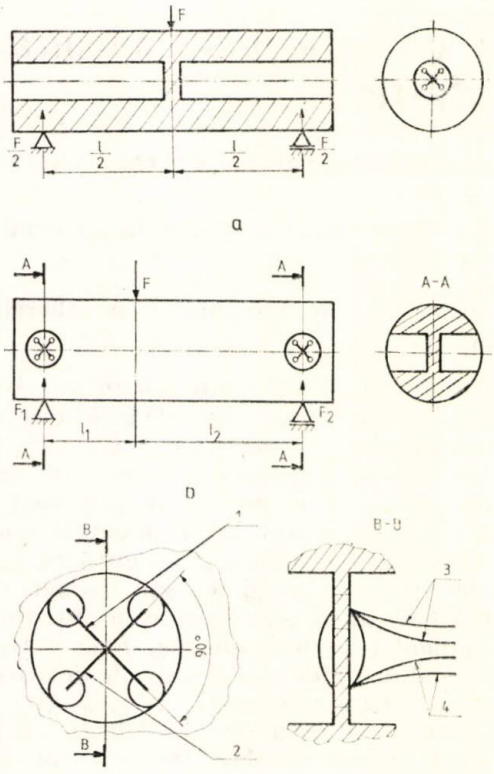


Fig. 1. Principiul de funcționare a arborelui de măsură: *a*, *b* — variante de arbori de măsură; *c* — elementul sensibil al arborelui de măsură; *1* — înfășurare de excitație; *2* — înfășurare de măsură; *3*, *4* — terminale înfășurări.

aceeași indiferent de forța nominală pentru care este dimensionat bolțul sau arborele de măsură.

2. Caracteristici tehnice și metrologice ale arborilor de măsură

Cu simbolizarea curentă *TME-TA-M* (*TME*-traductor magnetoelastic; *TA*-tip arbore de măsură; *M*-cu elemente sensibile de tip membrană) arborii de măsură sînt realizați din oțel de construcție de calitate, de exemplu marca OLC-35, care reprezintă un compromis acceptabil între proprietățile mecanice și magnetoelastice.

Alimentarea se face la frecvența de 1 000 Hz de la o sursă de curent constant sinusoidal. În condițiile unui efect pelicular pronunțat și la o solenație de excitație cuprinsă între 25 și 50 A se obține o sensibilitate suficientă pentru majoritatea aplicațiilor practice.

Limita inferioară a solenației este utilizată pentru arbori de măsură utilizați la limitatoare de sarcină, pentru care erorile de măsurare globală sînt cuprinse între 3 și 5%. Creșterea solenației pînă la 50 A micșorează erorile de măsurare pînă la valori de 1—2%, fără alte măsuri speciale de liniarizare.

În tabelul 1 se prezintă structura armonică a semnalului de ieșire de la un *TME-TA-M* pentru două valori ale solenației de excitație. Se constată că semnalul este nesinusoidal și că compoziția armonică depinde de valoarea efortului aplicat ca la orice alt tip de traductor magnetoelastic. Prezența armonicilor pare se explică prin magnetismul remanent al materialului magnetic utilizat, iar valorile indicate se pot considera tipice pentru OLC-35 în stare tehnică demagnetizată.

Sensibilitatea traductorului ΔU_2 este dată de relația :

$$\Delta U_2 = U_2(F_N) - U_2(0) \qquad (1)$$

și ea crește cu circa 50% la mărirea solenației de excitație cu 100%.

O caracteristică importantă a traductorului este raportul :

$$k = \frac{\Delta U_2}{U_2(0)},$$

dintre sensibilitatea traductorului și semnalul de zero, raport considerat ca un factor de calitate al dispozitivului.

Valorile sale obișnuite sînt cuprinse între 1 și 5, dispersia fiind caracteristică dispozitivelor magnetice. De remarcat că, la aceeași sensibilitate două traductoare pot avea un k diferit datorită semnalului de zero determinate de geo-

Tabelul 1

Analiza armonică a semnalului de ieșire al TME-TA-M seria 0020 în stare practic demagnetizată

Solenația, A	Forța	Armonica, %									Observații
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	
25	0	100	12	7	—	6	—	3	—	2	$\Delta U_2 = 44{,}6$ mV
	F_N	100	4	11	0,5	7	—	3	—	2	
50	0	100	6	7	3	8	1	8	—	5	$\Delta U_2 = 66$ mV
	F_N	100	1	22	0,5	3	—	8	—	5	

metria diferită a sistemului de găuri și de anizotropia inițială a materialului magnetic.

În figura 2 se prezintă erorile de liniariate ale unui *TME-TA-M* la două valori ale solenației de excitație.

Eroarea de revenire este pozitivă și are valori cuprinse între 1 și 2,5%. Atîta timp cît traductorul este utilizat numai ca limitator de sarcină, de exemplu la o instalație de ridicat, deci funcționează pe ramura ascendentă a ciclului de histereză, se poate conta, chiar la o solenație de 25 A, pe erori de liniaritate tipice de maximum 1%.

O solenație redusă înseamnă o putere de excitație redusă: cca 1—2 VA pe membrana de măsură, la solenația de 25 A, și o valoare cel puțin dublă la solenația de 50 A, ceea ce face compatibile aceste traductoare cu circuitele electronice moderne.

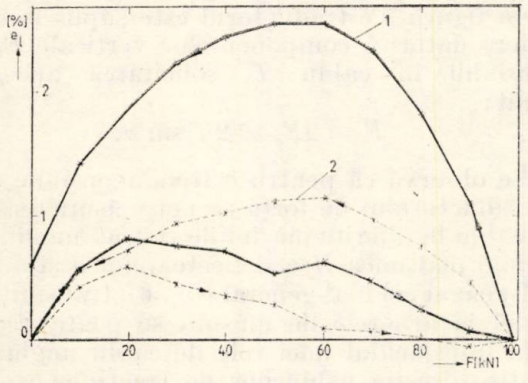


Fig. 2. Erori de măsurare la traductorul *TME—TA—M* seria 0 020 în stare practic demagnetizată: *1* — solenație 25A; *2* — solenație 50 *A*; frecvența de excitație 1 000 Hz. Măsurătoare în curent continuu.

Cîmpurile magnetice exterioare de frecvență industrială nu afectează traductorul, în schimb cîmpurile magnetice continue, generate în diverse procese industriale pot duce la micșorarea sensibilității cu pînă la 100% și la creșterea neliniarității pînă la 10%.

Pentru a evita influența accidentală a cîmpurilor magnetice continue semnalul de ieșire al traductorului este întotdeauna prelucrat de un redresor sensibil la fază cu intrare simetrică, comandat de curentul de excitație.

În tabelul 2 se indică structura armonică a semnalului de ieșire în cazul unei magnetizări permanente puternice a traductorului, prezentat deja în tabelul 1, iar în figura 3 — erorile de liniaritate pentru cele două metode de prelucrare a informației: prelucrarea directă în curent alternativ, folosind un voltmetru de valoare medie, etalonat în valori eficace, și prelucrarea prin transformare în tensiune continuă cu redresor sensibil la fază și intrare simetrică.

În acest ultim caz erorile de măsurare în stare magnetizată se încadrează în limitele clasei de precizie în care a fost introdus inițial traductorul în stare demagnetizată.

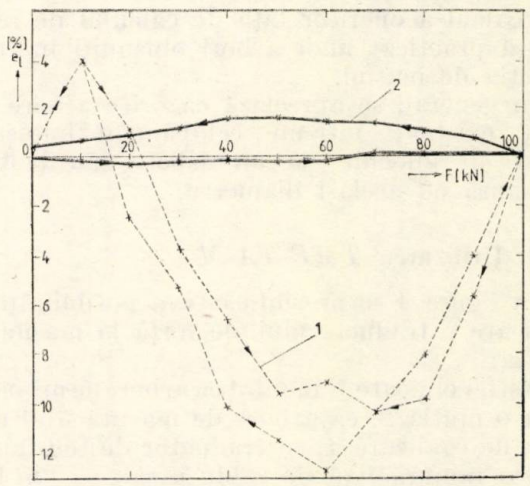


Fig. 3. Erori de măsurare la traductorul *TME—TA—M* seria 0 020 cu magnetizare remanentă pronunțată. Solenație 25 *A*; $f = 1\,000$ Hz; *1* — măsurătoare în curent alternativ; *2* — măsurătoare în curent continuu.

Erorile de măsură provocate de variația temperaturii cresc la scăderea solenației de excitație. Astfel la 25 A eroarea de temperatură tipică este de 0,3%/°C. O compensare simplă cu termistoare montate la bornele de ieșire ale traductorului poate reduce eroarea de temperatură sub 0,05%/°C și este practicată în mod obișnuit.

Tabelul 2

Analiza armonică a semnalului de ieșire al TME-TA-M seria 0020 cu magnetizare remanentă pronunțată

Solenația, A	Forța	Armonica, %									Observații
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	
25	0	100	219	8	62	9	27	4	15	1	$\Delta U_2 = 25{,}6$ mV
	F_N	100	59	13	16	7	8	3	4	2	
50	0	100	190	13	90	5	43	8	28	5	$\Delta U_2 = 43$ mV
	F_N	100	57	18	30	13	13	8	8	4	

2. Dimensionarea *TME-TA-M*

Dimensionarea arborelui de măsură are ca scop asigurarea simultană a condițiilor de rezistență mecanică (coeficient de siguranță), cît și a erorilor de măsurare tolerate.

Experimental s-a constatat că dacă efortul unitar de încovoiere este mai mic de 25—35 N/mm² la F_N erorile globale de măsurare raportate la limita maximă de măsurare nu depășesc valorile tipice indicate în paragraful precedent.

Dacă forța pe arbore este aplicată pe 70—80% din deschiderea dintre reazeme, se verifică dacă efortul unitar de forfecare în secțiunea reazemelor nu depășește 30—40 N/mm².

Dimensionarea în aceste condiții reprezintă un calcul acoperitor față de calculul de rezistență practicat unor arbori obișnuiți în construcția de mașini.

În general, se apreciază că orice arbore sau bolț existent într-un echipament industrial poate fi înlocuit cu un arbore sau bolț de măsaură cu același diametru.

3. Utilizarea *TME-TA-M*

În figura 4 se prezintă cîteva posibilități de aplicare a traductorului de forță la mașini de ridicat.

Astfel el poate fi montat ca arbore de măsură 1 într-o muflă *2*, ca arbore de măsură *3* al unei role de egalizare *4*, ca traductor de tensiune *5* într-o ramură fixă de cablu *6* sau ca un bolț de măsură *7* într-un punct de fixare *8* al cablului *6*.

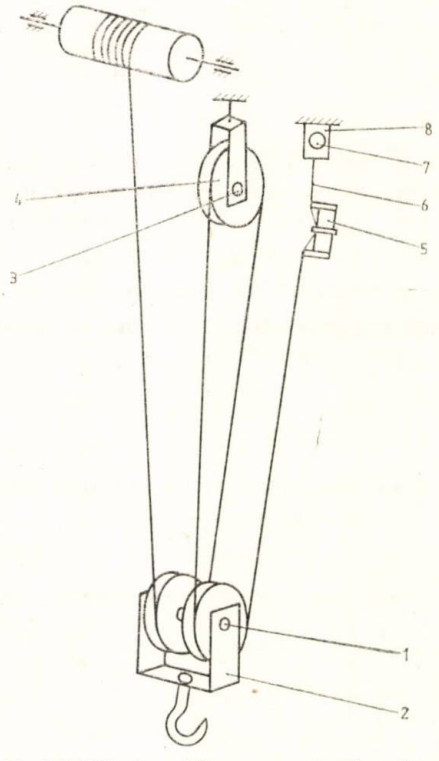


Fig. 4. Posibilități de utilizare a arborilor de măsură la mașini de ridicat. Explicații în text.

Alegerea locului de montare depinde de scopul instalării (cîntărire tehnologică, cîntărire și limitare, limitare sarcină etc.), condițiile de funcționare ale instalației (temperatură de lucru, poluare etc.), ca și de raportul preț-performanță solicitat.

În figura 5 se prezintă mai detaliat varianta de utilizare a traductorului de forță la limitarea sarcinii unei mașini de ridicat prin măsurarea tensiunii în cablu fără întreruperea acestuia și fără a interveni în punctul său de fixare.

În acest scop traductorul *1* este intercalat pe o porțiune fixă a unui cablu de ridicare *2*, în zona mediană fiind prevăzut cu un colier de fixare a cablului *3*, iar la cele două capete fiind montate două deflectoare de cablu *4* și *5* de înălțime H. Montajul se face astfel încît să se asigure poziționarea relativă din figura 5 b. Conform figurii 5 c traductorul este supus la încovoiere datorită componentelor verticale F_v ale tensiunii în cablu T, solicitarea arborelui fiind:

$$F = 2F_v = 2T \sin \alpha. \tag{3}$$

Se observă că pentru o tipodimensiune dată a traductorului de forță se pot măsura tensiuni în cablu la diferite mașini de ridicat modificînd numai înălțimea H a deflectoarelor *4* și *5*.

În cazul cel mai general (fig. 6), transmiterea forței la arborele de măsură se poate realiza prin intermediul unei role de cablu unghiurile dintre direcția cablurilor de tracțiune și tangenta la rolă putînd fi diferite, de exemplu α și β.

În acest caz traductorul măsoară o forță:

$$F = T(\sin \alpha + \sin \beta), \tag{4}$$

sistemul rolă de cablu-arbore de măsură putînd fi considerat un divizor de forță al cărui raport este funcție de unghiurile α și β.

În figura 7 se prezintă schema-bloc a unui limitator de sarcină și de moment pentru o macara cu braț basculant.

În acest caz pentru a asigura utilizarea optimală a posibilităților de ridicare ale macaralei fără pericol de răsturnare este necesar ca limitatorul de sarcină să asigure ca momentul:

$$M = G \cdot L, \tag{5}$$

format de sarcina ridicată în cîrlig G și proiecția lungimii brațului pe plan orizontal L să fie mai mic decît un moment de răsturnare dat.

Pentru aceasta se asociază într-un bloc de prelucrare electronică semnalul proporțional cu sarcina în cîrlig produs de traductorul de forță amplasat într-una din variantele prezentate mai sus cu semnalul de poziție braț produs de un traductor de poziție obținînd atît funcția de limitare, cît și cea de indicare a sarcinii și poziției brațului.

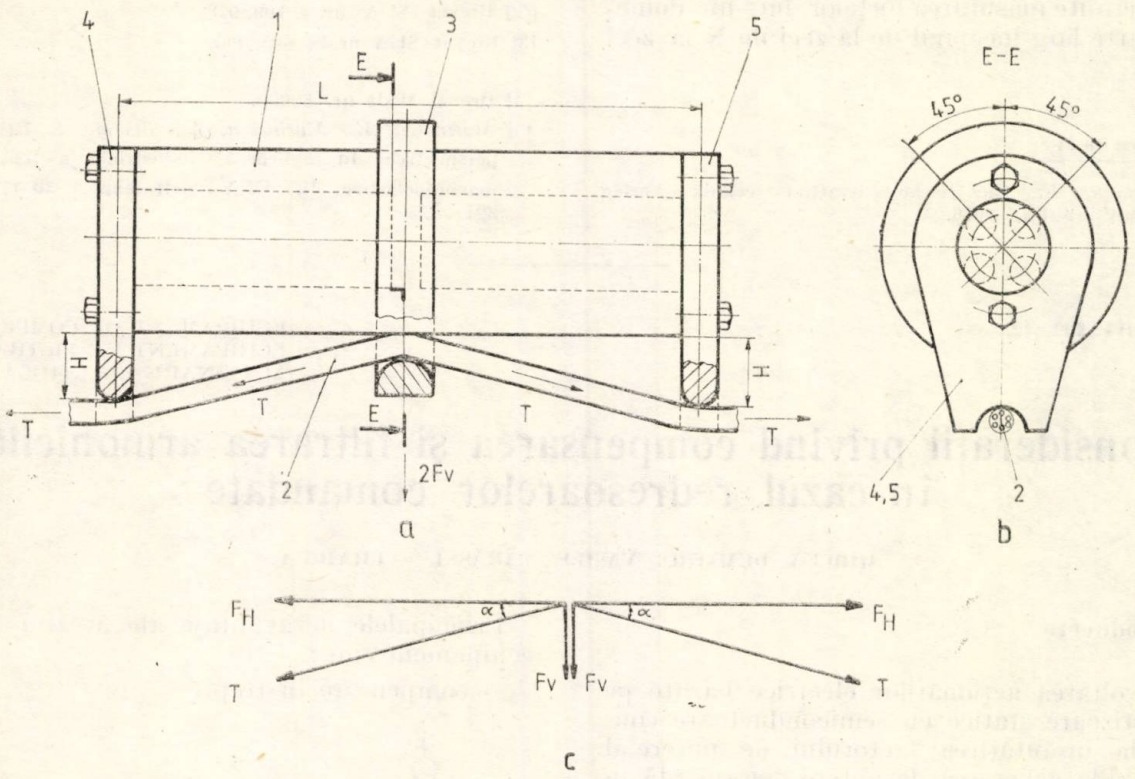


Fig. 5. Măsurarea tensiunii într-un cablu utilizînd un arbore de măsură echipat cu deflectoare de cablu. Explicații în text: *a* — vedere frontală; *b* — vedere laterală; *c* — diagrama forțelor.

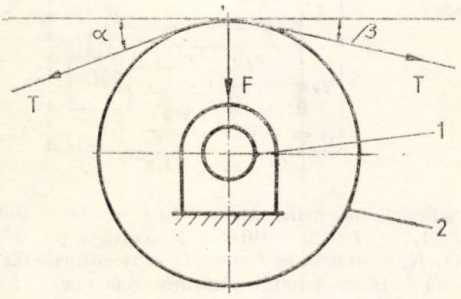


Fig. 6. Arborele de măsură utilizat ca bolț al unei role de cablu. Explicații în text.

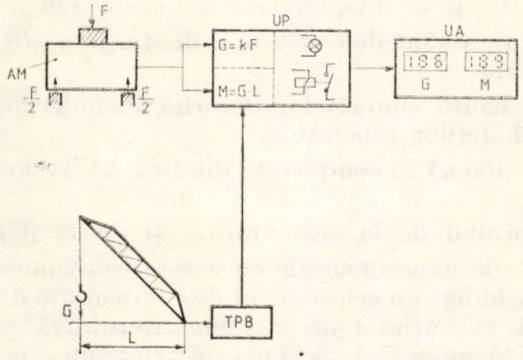


Fig. 7. Limitator de sarcină și moment pentru macarale cu braț oscilant: *TME — TA — M* — arbore de măsură; *TPB* — traductor poziție braț; *UP* — unitate de prelucrare semnal; *UA* — unitate de afișare sarcină și lungime braț.

Pe baza principiilor constructive prezentate, ICSIT-MTAE a realizat o serie de echipamente industriale, dintre care se amintesc:

— instalațiile de cîntărire și limitare pentru podurile rulante de 15 tone utilizate la INC Cernavodă;

— instalația de cîntărire pentru pod rulant de turnare de 175 tone la Combinatul Siderurgic Cîmpia Turzii;

— instalații de limitare a sarcinii pentru poduri rulante la ICM Reșița (125 t), IJA Drăgășani (12,5 t), „Electroputere" Craiova (3,2 t — 2 buc.; 12,5 t — 5 buc.);

— instalații de limitare sarcină și moment pentru macarale de construcții fabricate de Întreprinderea „București" cu sarcini cuprinse între 6,3 și 160 t;

— indicator și limitator de forță pentru benzi transportoare minereu pentru CIM Krivoi-Rog, URSS.

4. Concluzii

Traductorul de forță magnetoelastic de tip arbore de măsură dezvoltat de ICSIT-MTAE are următoarele calități:

— dimensiuni de gabarit reduse, ceea ce permite montarea sa în locuri greu accesibile chiar la instalații existente fără nici o modificare constructivă a acestora;

— construcție monolit cu fiabilitate și stabilitate în timp ridicată;

— este realizat din materiale feromagnetice magnetoconstructive ieftine, de uz curent;

— permite măsurarea forţelor într-un domeniu foarte larg începînd de la zeci de N la zeci de MN.

Bibliografie

[1] *Baumann, E.* Elektrische Kraftmesstechnik Verlag Technik Berlin, 1976.

[[2] Brevet SUA nr. 4, 199, 978.

[3] Brevet SUA nr. 3, 695, 096.

[4] Brevet RSR nr. 89920.

[5] *Marinescu, E., Marinescu, A., Stamate, S.* Realizări şi perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice. În: EEA Electrotehnica **30** (1982), 7, 321—325.

CZ 621.314 : 622.242

ECHIPAMENT DE COMPENSARE
ECHIPAMENT DE FILTRARE
ACŢIONARE ELECTRICĂ

Consideraţii privind compensarea şi filtrarea armonicilor în cazul redresoarelor comandate

MIRCEA DUMITRU, VASILE CĂRĂŞEL — CRAIOVA

Introducere

Dezvoltarea acţionărilor electrice bazate pe convertizoare statice cu semiconductoare conduce la înrăutăţirea factorului de putere al reţelei şi la generarea de putere deformantă în reţea (armonici de tensiune şi curent).

Apare astfel necesitatea compensării puterii reactive în scopul evitării solicitării reţelei şi filtrării armonicilor pentru evitarea pierderilor suplimentare în reţea (inclusiv la alţi consumatori).

În lucrare se trec în revistă tipurile de echipamente de compensare şi filtrare folosite, precum şi rezultatele experimentale obţinute comparativ cu cazul acţionărilor electrice neechipate cu astfel de echipamente, în instalaţiile electrice de foraj.

1. Generalităţi

În acţionările de foraj livrate de Întreprinderea Electroputere Craiova se folosesc echipamente de compensare şi filtrare tip ECF-(M)-0,66 — 450/1 000 cu schema de principiu conformă figurii 1.

Cuplarea întrerupătorului USOL (Q) presupune introducerea în circuit a primei trepte de compensare $L1-C1$, care asigură o compensare de bază.

Cuplarea celorlalte două trepte de compensare $L2-C2$ şi $L3-C3$ (totodată filtre acordate pe armonica 7) se poate face manual sau automat funcţie de informaţiile de tensiune şi curent, respectiv energie reactivă, cu ajutorul blocului de comandă automată tip BCA-F, acţionînd asupra contactoarelor $K1$, $K2$.

I.C.S.I.T. — M.T.A.E.—CRAIOVA.

Principalele dezavantaje ale acestui tip de echipament sînt:

— compensare în trepte;

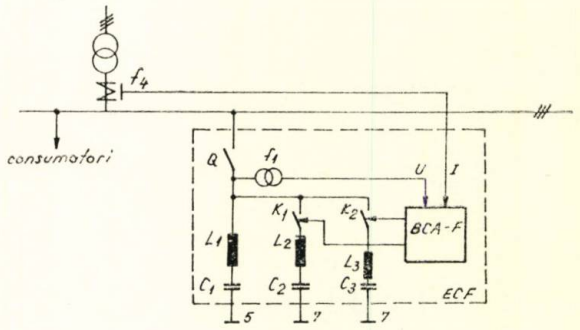


Fig. 1. Schema de principiu a ECF — (M) — 0,66—450/1000; L-$C1$, ..., $L3$-$C3$ — filtre L-C acordate pe armonicile 5 şi 7; $K1$, $K2$ contactoare 400 A; $f4$ — transformator măsură curenţi; $f1$ — transformator măsură tensiune; BCA-F — bloc de comandă automată a compensării.

— timp de răspuns relativ mare (30 s ... 2 min), dictat de constanta de timp a BCA-F-ului;

— uzura contactelor datorită închiderilor şi deschiderilor repetate;

— 450 kVAr compensaţi din 1000 kVAr instalaţi.

Pornind de la cele arătate şi de la determinările experimentale cu aceste echipamente, s-a asimilat un echipament de compensare dinamică, cu variator de tensiune alternativă pe o sarcină inductivă. Schema de principiu a acestui echipament este prezentată în figura 2.

După cum se observă din figura 2, capacităţile s-au dispus în grupuri corespunzătoare armonicilor filtrate, fiecare grup fiind înseriat cu o inductivitate de rezonanţă pe armonica respectivă. La dimensionarea filtrelor sau luat

— permite măsurarea forţelor într-un domeniu foarte larg începînd de la zeci de N la zeci de MN.

Bibliografie

[1] *Baumann, E.* Elektrische Kraftmesstechnik Verlag Technik Berlin, 1976.

[[2] Brevet SUA nr. 4, 199, 978.

[3] Brevet SUA nr. 3, 695, 096.

[4] Brevet RSR nr. 89920.

[5] *Marinescu, E., Marinescu, A., Stamate, S.* Realizări şi perspective în aplicarea industrială a tensometriei magnetoelastice. În: EEA Electrotehnica **30** (1982), 7, 321—325.

CZ 621.314 : 622.242

ECHIPAMENT DE COMPENSARE
ECHIPAMENT DE FILTRARE
ACŢIONARE ELECTRICĂ

Consideraţii privind compensarea şi filtrarea armonicilor în cazul redresoarelor comandate

MIRCEA DUMITRU, VASILE CĂRĂŞEL — CRAIOVA

Introducere

Dezvoltarea acţionărilor electrice bazate pe convertizoare statice cu semiconductoare conduce la înrăutăţirea factorului de putere al reţelei şi la generarea de putere deformantă în reţea (armonici de tensiune şi curent).

Apare astfel necesitatea compensării puterii reactive în scopul evitării solicitării reţelei şi filtrării armonicilor pentru evitarea pierderilor suplimentare în reţea (inclusiv la alţi consumatori).

În lucrare se trec în revistă tipurile de echipamente de compensare şi filtrare folosite, precum şi rezultatele experimentale obţinute comparativ cu cazul acţionărilor electrice neechipate cu astfel de echipamente, în instalaţiile electrice de foraj.

1. Generalităţi

În acţionările de foraj livrate de Întreprinderea Electroputere Craiova se folosesc echipamente de compensare şi filtrare tip ECF-(M)-0,66 — 450/1 000 cu schema de principiu conformă figurii 1.

Cuplarea întrerupătorului USOL (Q) presupune introducerea în circuit a primei trepte de compensare $L1-C1$, care asigură o compensare de bază.

Cuplarea celorlalte două trepte de compensare $L2-C2$ şi $L3-C3$ (totodată filtre acordate pe armonica 7) se poate face manual sau automat funcţie de informaţiile de tensiune şi curent, respectiv energie reactivă, cu ajutorul blocului de comandă automată tip BCA-F, acţionînd asupra contactoarelor $K1$, $K2$.

Principalele dezavantaje ale acestui tip de echipament sînt:

— compensare în trepte;

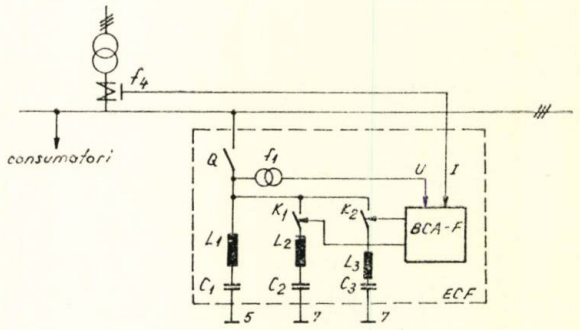


Fig. 1. Schema de principiu a ECF — (M) — 0,66—450/1000; L-$C1$, ..., $L3$-$C3$ — filtre L-C acordate pe armonicile 5 şi 7; $K1$, $K2$ contactoare 400 A; $f4$ — transformator măsură curenţi; $f1$ — transformator măsură tensiune; BCA-F — bloc de comandă automată a compensării.

— timp de răspuns relativ mare (30 s ... 2 min), dictat de constanta de timp a BCA-F-ului;

— uzura contactelor datorită închiderilor şi deschiderilor repetate;

— 450 kVAr compensaţi din 1000 kVAr instalaţi.

Pornind de la cele arătate şi de la determinările experimentale cu aceste echipamente, s-a asimilat un echipament de compensare dinamică, cu variator de tensiune alternativă pe o sarcină inductivă. Schema de principiu a acestui echipament este prezentată în figura 2.

După cum se observă din figura 2, capacităţile s-au dispus în grupuri corespunzătoare armonicilor filtrate, fiecare grup fiind înseriat cu o inductivitate de rezonanţă pe armonica respectivă. La dimensionarea filtrelor sau luat

I.C.S.I.T. — M.T.A.E.—CRAIOVA.

în considerație ponderile armonicilor respective:

— armonica 5 : 20%;
— armonica 7 : 14%;
— armonica 11 : 9%;
— armonica 13 : 7,5%.

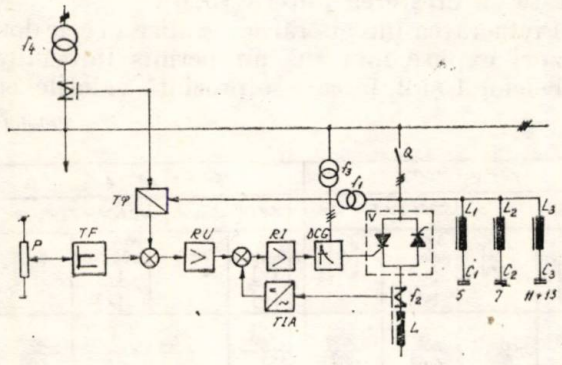


Fig. 2. Schema de principiu a echipamentului de compensare dinamică *ECF* — 0,66—1 000—01; *Q* — întrerupător OROMAX 1 000 A; *V* — variator de tensiune alternativă trifazat; *L* — inductivitate de sarcină; *L*1, ..., *L*3 — inductivități de filtrare; *C*1, ..., *C*3 — baterii de condensatoare; *TIA* — traductor de curent alternativ; *T* — traductor de cos φ; *TF* — transformator funcțional; *RU* — regulator de tensiune; *RI* — regulator de curent; *DCG* — dispozitiv de comandă pe grilă; *f*1, *f*3 — transformatoare de măsură tensiune; *f*2, *f*4 — transformatoare de măsură curent.

Deoarece ponderea armonicilor scade cu creșterea ordinului armonicii, s-a prevăzut pentru armonicile 11 și 13 un filtru combinat. Reglajul puterii reactive se realizează prin varierea curentului inductiv, respectiv prin: modificarea unghiului de comandă a tiristoarelor variatorului de tensiune [1, 2]. Elementul de comandă (*DCG* — în fig. 2) primește informația necesară în cadrul unei bucle de reglare de la un traductor de cos φ, care sesizează necesarul de putere reactivă al rețelei. Pentru reglarea puterii capacitive debitate în rețea nu se reglează direct curentul capacitiv (constant datorită valorii fixe a bateriilor de condensatoare), ci curentul inductiv de sarcină al variatorului, curentul rezultant fiind suma celor doi curenți (capacitiv debitat și inductiv de sarcină).

2. Rezultate experimentale

Pentru probe și măsurători s-a folosit o stație de comandă și reglare tip SDACR cu punți redresoare complet comandate acționînd un grup motor-generator de foraj tip *MCF* 850 kW, înregistrările de armonici făcîndu-se cu un analizor de armonici cu imprimantă și discriminator tip Bruel & Kjäer.

Armonicile de tensiune sînt măsurate pe transformatoarele f_1 iar armonicile de curent pe transformatoarele *f*4 (în fig. 1 și 2). Analiza armonică a rețelei s-a făcut în următoarele variante de scheme:

— SDACR cuplat la rețea;

— SDACR în paralel cu *ECF*-(*M*) — 0,66 — 450/1 000 cuplate la rețea;

— SDACR în paralel cu *ECF* — 0,66 — 1 000 — 01 cuplate la rețea.

În figura 3. a ... e se prezintă oscilogramele curentului inductiv debitat de variator pe sar-

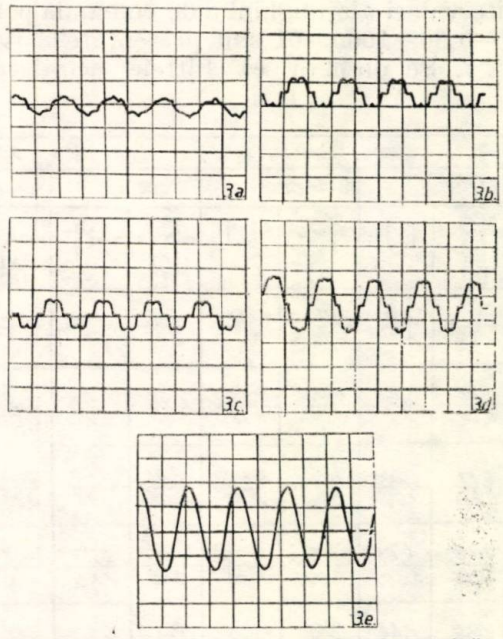


Fig. 3. Formele de undă ale curentului de sarcină pentru diferite valori ale unghiului de comandă al tiristoarelor; *a* — $\alpha = 150°$; $I_L = 185$ A; *b* — $\alpha = 135°$; $I_L = 275$ A; *c* — $\alpha = 125°$; $I_L = 300$ A; *d* — $\alpha = 110°$; $I_L = 480$ A; *e* — $\alpha = 90°$; $I_L = 695$ A.

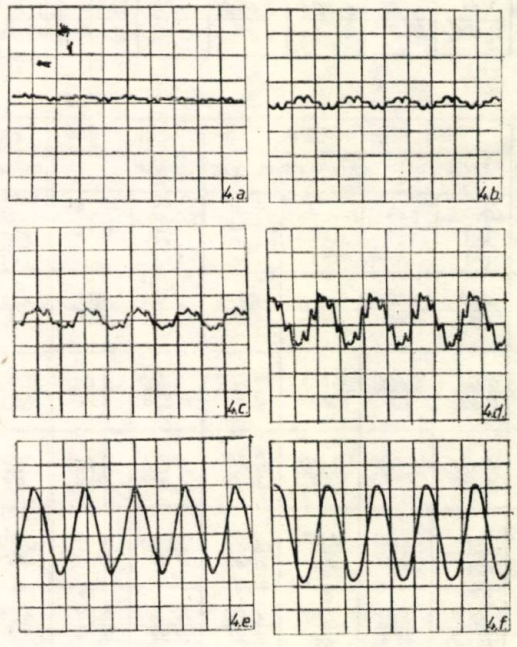


Fig. 4. Formele de undă ale curentului rezultant (inductiv — debitat și capacitiv — absorbit) pentru diferite valori ale unghiului de comandă al tiristoarelor; *a* — $\alpha = 95°$; $I = 45$ A; *b* — $\alpha = 105°$; $I = 135$ A; *c* — $\alpha = 115°$; $I = 200$ A; *d* — $\alpha = 125°$; $I = 450$ A; *e* — $\alpha = 140°$; $I = 635$ A; *f* — $\alpha = 150°$; $I = 760$ A.

cină (*ECF*—0,66—1 000—01) la diferite valori ale unghiului de comandă a tiristoarelor obținute prin varierea tensiunii de comandă a *DCG*-ului. Se observă că formele de undă ale curentului corespund celor teoretice prezentate în literatură [3].

Formele de undă ale curentului rezultant la diferite valori ale unghiului de comandă pentru *ECF*—0,66—1000—01 sînt prezentate în figura ța ... f. Se observă că filtrele acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13 se comportă ca niște filtre de rezonanță care absorb din rețea curentul frecvenței reglate. Dacă se dorește utilizarea echipamentului la puteri mai mari, trebuie adăugat acestor filtre un filtru de bandă largă, pentru armonicile superioare a căror pondere crește cu creșterea puterii [5, 6].

Prelucrarea înregistrărilor grafice în cele două cazuri expuse mai sus au permis întocmirea tabelelor 1 și 2, în care se prezintă valorile efi-

Tabelul 1

Ordinul armonicii	740 V ; 250 A				740 V ; 500 A				740 V ; 750 A				740 V ; 1000 A			
	SDACR		SDACR + ECF-M		SDACR		SDACR + ECF-M		SDACR		SDACR + ECF-M		SDACR		SDACR + ECF-M	
	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]
1	350 / 1,25	100 / 100	93 / 0,72	100 / 100	310 / 2,1	100 / 100	93 / 0,9	100 / 100	310 / 3,7	100 / 100	94 / 1,15	100 / 100	310 / 5,3	100 / 100	92 / 1,7	100 / 100
2	0,014 / 0,04	0,004 / 3,2	0,02 / 0,04	0,022 / 5,35	2,63 / 0,02	0,85 / 0,95	0,02 / 0,047	0,022 / 5,26	3,03 / 0,07	0,98 / 1,89	1,18 / 0,05	1,26 / 4,5	2,58 / 0,75	0,83 / 14,15	1,16 / 0,053	1,26 / 3,16
3	0,01 / 0,024	0,003 / 1,92	0,02 / 0,051	0,022 / 8,5	2,05 / 0,02	0,66 / 0,95	0,02 / 0,042	0,022 / 4,69	2,25 / 0,07	0,73 / 1,89	1,18 / 0,102	1,26 / 8,9	2,05 / 0,75	0,66 / 14,15	1,16 / 0,047	1,26 / 2,82
5	1,62 / 0,65	4,63 / 52,0	3,3 / 0,22	3,55 / 30,55	19 / 0,62	6,13 / 29,5	4,7 / 0,3	5,05 / 33,3	26 / 0,89	8,39 / 24,05	5,5 / 0,44	5,96 / 38,26	32 / 1,15	10,32 / 21,7	6,8 / 0,48	7,39 / 28,24
7	10,0 / 0,38	2,86 / 30,4	0,02 / 0,033	0,022 / 4,58	3,5 / 0,08	1,12 / 3,81	0,02 / 0,035	0,022 / 3,89	7,79 / 0,26	2,51 / 7,03	1,18 / 0,035	1,26 / 3,04	15,54 / 0,698	5,01 / 13,17	1,16 / 0,036	1,26 / 2,14
11	0,008 / 0,04	0,002 / 3,2	0,02 / 0,008	0,022 / 1,11	8,34 / 0,18	2,68 / 8,57	0,02 / 0,029	0,022 / 3,25	15,5 / 0,31	4,84 / 8,38	1,27 / 0,04	1,35 / 3,55	19,56 / 0,366	6,31 / 6,91	1,84 / 0,058	2,0 / 3,39
13	5,54 / 0,125	15,83 / 10,0	0,02 / 0,009	0,022 / 1,25	2,89 / 0,052	0,93 / 2,48	0,02 / 0,022	0,022 / 2,41	10,27 / 0,19	3,31 / 5,14	1,18 / 0,026	1,26 / 2,26	16,27 / 0,285	5,25 / 5,38	1,16 / 0,036	1,26 / 2,14

Tabelul 2

Ordinul armonicii	200 V ; 250 A				200 V ; 375 A				500 V ; 250 A				500 V ; 500 A			
	SDACR		SDACR + ECF-0,66		SDACR		SDACR + ECF-0,66		SDACR		SDACR + ECF-0,66		SDACR		SDACR + ECF-0,66	
	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]	Val. efectivă [V] / [A]	[%]
1	350 / 1,3	100 / 100	100 / 14	100 / 100	358 / 1,7	100 / 100	100 / 13	100 / 100	350 / 1,25	100 / 100	100 / 13,5	100 / 100	358 / 2,2	100 / 100	100 / 13,5	100 / 100
2	0,02 / 0,05	0,006 / 3,84	0,015 / 0,29	0,015 / 2,07	0,016 / 0,033	0,004 / 1,94	0,019 / 0,035	0,019 / 0,267	0,014 / 0,023	0,004 / 1,84	0,013 / 0,025	0,013 / 0,183	0,014 / 0,028	0,004 / 1,27	0,019 / 0,579	0,019 / 4,283
3	0,014 / 0,023	0,004 / 1,77	0,013 / 4,8	0,013 / 34,28	0,013 / 0,017	0,004 / 0,94	0,015 / 5,1	0,015 / 39,23	0,01 / 0,001	0,003 / 0,8	0,011 / 6,65	0,011 / 45,26	0,011 / 0,024	0,003 / 1,09	0,015 / 6,0	0,015 / 44,44
5	18,0 / 0,68	5,14 / 52,31	1,07 / 1,8	1,07 / 12,85	23,65 / 0,89	6,61 / 51,18	1,109 / 1,6	1,109 / 12,31	16 / 0,65	4,57 / 52	1,09 / 1,6	1,09 / 11,85	23,65 / 0,93	6,61 / 42,27	1,4 / 2,0	1,4 / 14,81
7	15,0 / 0,62	4,28 / 47,6	1,26 / 1,0	1,26 / 7,14	16,36 / 0,54	4,57 / 31,76	1,27 / 0,8	1,27 / 6,15	10 / 0,38	2,86 / 30,4	1,16 / 0,31	1,16 / 2,296	8,01 / 0,325	2,24 / 11,8	1,22 / 0,5	1,22 / 3,7
11	7,48 / 0,04	2,14 / 3,08	1,0 / 0,8	1,0 / 5,71	6,08 / 0,12	1,7 / 7,06	0,94 / 0,8	0,94 / 6,15	1,8 / 0,04	0,51 / 3,2	0,79 / 0,29	0,79 / 2,148	10,81 / 0,18	3,02 / 8,18	0,803 / 0,4	0,803 / 2,96
13	3,92 / 0,13	1,12 / 10	1,07 / 0,8	1,07 / 5,71	35,8 / 0,18	10,0 / 10,59	0,94 / 0,8	0,94 / 6,15	5,54 / 0,125	1,58 / 10	0,77 / 0,9	0,77 / 6,66	27,79 / 0,118	7,76 / 5,36	0,82 / 0,9	0,82 / 6,66

cace și în procente pentru fundamentală și pentru armonicile 5, 7, 11 și 13 de tensiune și curent.

Din tabelul 1 se observă prin compararea cazurilor SDACR și SDACR cu *ECF*-(*M*)—0,66 — 450/1 000, că în situația folosirii ECF-ului armonicile de tensiune nu depășesc 7,4%, iar cele de curent sînt sub 38,3%, față de 10,3% și respectiv 52%, în cazul SDACR fără ECF.

Din tabelul 2, se obțin, pentru situația SDACR cu ECF—066—1000—01, armonici de tensiune de maximum 1,4% și armonici de curent sub 15%, față de 23,6% și respectiv, 52% în situația SDACR fără ECF.

3. Concluzii

Rezultatele obținute în urma experimentărilor celor două tipuri de echipamente de compensare demonstrează superioritatea noului tip de echipament de compensare și filtrare și o serie de avantaje tehnico-economice, comparativ cu alte soluții:

— fiind un echipament tiristorizat are o fiabilitate ridicată;

— lipsa oricăror elemente mecanice în mișcare;

— exclude contactoarele și, respectiv, contactele de cuplare a treptelor;

— asigură reglajul fin și continuu al puterii reactive debitate;

— asigură posibilitatea prescrierii valorii factorului de putere dorit;

— filtrarea armonicilor de tensiune și curent;

— soluția este ușor adaptabilă pentru orice tip de acționare;

— timp de răspuns dat de constanta de timp a regulatorului de curent;

— reduce consumul de energie reactivă cu 20—25% comparativ cu echipamentele de compensare existente, deci o creștere corespunzătoare a randamentului acționării deservite;

— reduce cu 10—15% cheltuielile de întreținere la beneficiar.

Bibliografie

[1] *Cărășel V.*, ș.a. Echipament de compensare a puterii reactive cu variator trifazat și grup L-C; Proceedings Nr. 4 — Craiova 84.

[2] *Cărășel V.*, ș.a. Extinderea gamei echipamentelor electrice bazate pe electronica de putere la IEPC, EEA — 7/sept. 1984, București.

[3] *Bălănescu D.* Îmbunătățirea factorului de putere, Editura Tehnică București, 1978.

[4] *Kelemen, A., Imecs, M.* Mutatoare — Editura Didactică și Pedagogică București 1978.

[5] Prospect ESTA — Filter und saugkreisanlagen Listen, nr. 12-A-01—1981.

[6] *Wirth, E., Roesle, B., Sade K. K.* Use of static reactive power compensators in power systems. În: Brown Boveri, Rev. nr. 8/1982.

CZ 681.3.06 : 621.314

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR
SISTEME DE DESENARE AUTOMATĂ

Pachet de programe pentru desenarea automată a ansamblului general-ofertă la transformatoarele de forță

DESPINA CÎRSTEA, AURELIAN BADEA, LUCREȚIA SANDU, AIDA BÎCU* — CRAIOVA

Introducere

Ultimii zece ani au fost marcați de schimbări importante în modul de proiectare și fabricare a produselor, schimbări datorate în special aplicării unor procedee asistate de calculator pentru desenare, analiză, test, comandă numerică și documentare.

Sistemele de proiectare asistată de calculator oferă, în general, facilități pentru crearea de modele geometrice ale ansamblelor și subansamblelor ce se proiectează, facilități caracteristice desenului tehnic: vederi, hașuri, secțiuni, cotări automate, precum și calculele specifice realizării acestora [1].

Pe această linie se înscriu și preocupările ICSIT-MTAE pentru crearea unor subsisteme de grafică destinate desenării automate a unor ansamble, subansamble și detalii ce intră în componența unui proiect de transformator.

Această lucrare își propune obținerea unei arhitecturi cît mai diversificate a desenului de ansamblu general-ofertă cu ajutorul calculatorului.

Desenele realizate cu ajutorul programelor elaborate în cadrul acestei lucrări se utilizează la ofertele de transformatoare pentru export.

Sistemul de desenare automată a fost implementat pe un minicalculator I 102-F, iar desenele se obțin pe o masă de desenat DIGIGRAF 1712.

* Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Motoare, Transformatoare și Aparataj Electric — Craiova.

1. Principii de bază privind sistemele de desenare automată

Principiile de bază ale sistemului automat de desenare sînt următoarele:

— dezvoltarea în continuare a tipizării constructive și prin aceasta unificarea principalelor ansamble și subansamble ale transformatoarelor;

— modularizarea desenelor, în sensul obținerii de desene parametrizabile, care să rezulte prin apeluri de module de program;

— reducerea la maximum posibil a datelor de intrare necesare programelor de desenare;

— utilizarea eficientă a memoriei calculatorului, avînd în vedere complexitatea desenelor elaborate, precum și cantitatea mare de memorie necesară, în general, procesului de desenare.

2. Prezentarea pachetului de programe

2.1. *Strategia de desenare*

În urma studiului comparativ și a testării limbajelor grafice LIPCON, ISOLDA, GPX V40 [2, 3, 4], s-a ajuns la concluzia că acesta din urmă corespunde cel mai bine scopului urmărit, din următoarele motive:

— posibilitatea lucrului într-un limbaj de programare de nivel înalt (FORTRAN 77);

— dezvoltarea ușoară a bazei de rutine grafice, ceea ce facilitează obținerea programelor modulare;

— prezența postprocesorului pentru masa de desenat DGF 1712;

— existența sistemului de tratare a erorilor, care ajută la depanarea programelor.

Principalul concept avut în vedere a fost acela al obținerii de programe modularizate (module de calcul și module grafice), cu toate avantajele ce decurg din aceasta:

— lizibilitatea programelor;

— structurarea programelor;

— depanarea facilă a programelor;

— concatenarea și segmentarea programelor;

— actualizarea programelor.

Deoarece pachetul de rutine grafice GPX V40 are un nivel mare de generalitate, s-a impus conceperea unor rutine grafice specifice desenului tehnic. Amintim cîteva dintre ele:

— subrutina pentru cotarea paralelă;
— —„— pentru cotarea orizontală;
— —„— pentru cotarea verticală;
— —„— pentru cotarea unghiulară;
— —„— pentru cotarea razelor și diametrelor;
— —„— pentru marcarea secțiunilor orizontale și verticale;
— —„— pentru descrierea săgeților;
— —„— pentru hașurarea unei suprafețe poligonale convexe;
— subrutina pentru hașurarea unei suprafețe delimitată de două arce de cerc și două drepte;
— —„— pentru marcarea rupturilor;
— —„— pentru obținerea unghiului orientat al unei drepte;
— —„— pentru transformarea numerelor în formatul de editare corespunzător;
— —„— pentru scrierea textelor.

Pentru obținerea cu ajutorul calculatorului a unui desen de transformator în general, trebuie ținut seama de următoarele principii:

— minimizarea setului de date inițiale necesare desenării automate;

— modularizarea desenului în sensul obținerii de desene parametrizabile pentru fiecare subansamblu și detaliu din componența desenului respectiv;

— obținerea de desene mai complicate prin apeluri de module parametrizabile de program;

— segmentarea programelor în sensul obținerii unui arbore de segmentare minim;

— separarea părților de calcul (module de calcul) de părțile de trasare grafică (module grafice).

Obținerea de programe cu cît mai puține date inițiale se realizează prin utilizarea, alături de programele de desenare, acolo unde este cazul (număr mare de date de intrare), a unor programe de calcul, care din setul minimal de date de intrare să creeze un fișier cu toate datele numerice necesare desenării automate.

Modularizarea desenelor se realizează prin descompunerea desenului respectiv în părți de desen cu arhitectură similară, care pot fi obținute în urma execuției unei părți logice independente de program (modul parametrizabil de program).

În realizarea acestor module parametrizabile trebuie acordată o atenție deosebită alegerii parametrilor de desenare în scopul minimizării lor, precum și al obținerii unei arhitecturi diversificate a desenului.

Interconectarea acestor module de desen este facilitată prin alegerea unui punct din desen ca referință față de care se calculează coordonatele tuturor punctelor din desenul parametrizat.

Acest mod de tratare a modularizării desenului conduce la obținerea de desene mai complicate prin apeluri repetate de astfel de module.

Experiența acumulată la desenarea automată a unor ansamble ale transformatorului a demonstrat că este necesară memorie multă și pentru a ne putea încadra în cei 64 ko disponibili, ideea de bază a fost aceea de a separa partea de trasare grafică de partea de calcul.

Acest deziderat s-a obținut prin descompunerea procesului de desenare în mai multe faze, cărora le corespund module logic inde-

pendente de program, interfațate prin fișierele de date.

În principiu, fazele care se parcurg pentru realizarea unui desen de transformator sînt următoarele:

1. Mai întîi se concep rutinele grafice parametrizabile propriu-zise (cele care trasează efectiv), utilizînd rutinele GPX și rutinele utilizator.

2. Se calculează parametrii actuali pentru fiecare rutină grafică în parte.

3. Se codifică rutinele grafice concepute la faza 1.

O astfel de rutină codificată are ca parametri actuali pe cei ai rutinei grafice (necodificată) și, în plus, încă un parametru care reprezintă numărul logic al unui fișier secvențial.

Acest fișier este un fișier secvențial de comenzi grafice creat prin execuția rutinelor codificate și conține două tipuri de informație:

— informația numerică, reprezentînd numărul de cod al fiecărei rutine grafice;

— informația alfanumerică, reprezentînd parametrii actuali calculați la faza 2, sau introduși ca date inițiale.

Rutinele de codificare sînt apelate în cadrul programului principal de calcul care realizează desenul fără a face însă desenarea propriu-zisă.

4. Se crează corespunzător rutinele de decodificare.

O astfel de rutină de decodificare are un singur parametru care reprezintă numărul logic al fișierului secvențial de comenzi grafice.

Rutinele de decodificare sînt apelate în programul de trasare grafică propriu-zisă TRASG (în care este inițializat și nucleul grafic, acesta ocupînd o zonă mare de memorie), în funcție de codul citit secvențial din fișierul de comenzi grafice.

În acest mod prin execuția rutinelor de decodificare se decodifică corespunzător rutinele de desenare propriu-zisă, realizîndu-se desenul descris prin fișierul de comenzi grafice.

Programul TRASG este un program general, prin execuția căruia se poate realiza orice desen de transformator, întrucît el înglobează toate rutinele grafice concepute în acest scop, putînd fi însă completat pe măsura dezvoltării sistemului de desenare automată a transformatoarelor de forță.

Pentru simplitatea apelării lor, rutinele de codificare, respectiv de decodificare, își formează numele prin adăugarea la sfîrșitul numelui rutinei grafice propriu-zise pe care o codifică, respectiv decodifică, a caracterului „C", respectiv „D".

În sensul celor arătate mai sus, în figura 1 este dată schema logică de principiu a programului principal de creare a fișierului secvențial de comenzi grafice pentru realizarea desenului de ofertă.

În figura 2 este dată schema logică de principiu a programului de desenare propriu-zisă TRASG.

Acest mod de abordare a desenării automate prin separarea porțiunilor de program care cuprind instrucțiuni grafice de porțiunile

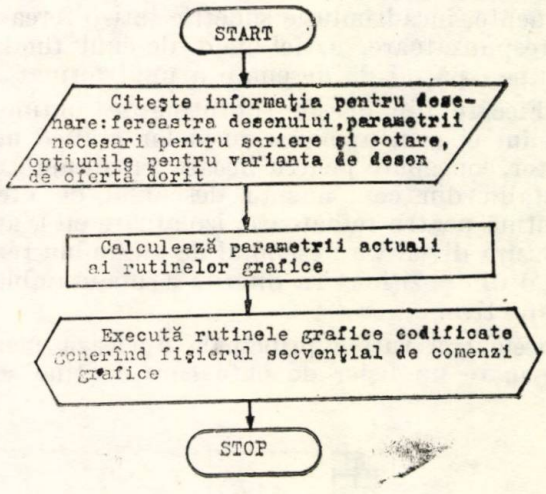


Fig. 1. Schema logică de principiu a programului principal de creare a fișierului secvențial de comenzi grafice pentru realizarea desenului de ofertă.

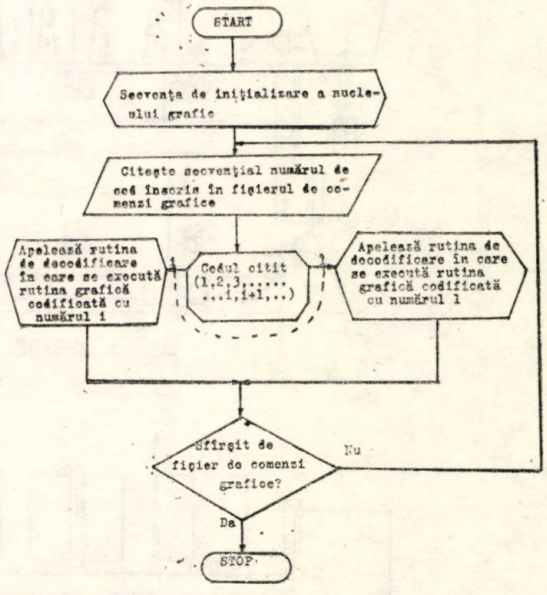


Fig. 2. Schema logică de principiu a programului de desenare propriu-zisă.

program de calcul a permis o exploatare eficientă a memoriei calculatorului, depanarea facilă a programelor (în sensul vizualizării numai a unei părți din desen, reducîndu-se astfel timpul de testare), precum și economia de material (hîrtie, calc) și utilizarea optimă a echipamentelor de import.

2.2. Modul de realizare a desenului de ansamblu general-ofertă

Desenele de ansamblu general-ofertă sînt reprezentări simplificate ale transformatoare-

lor, cu o arhitectură specifică fiecărui tip de transformator precizat în oferta tehnică.

Din analiza acestor desene s-au stabilit următoarele părţi grafice componente : vederea de sus, vederea laterală şi schema de decuvare.

S-au conceput astfel trei subrutine care realizează fiecare din aceste părţi grafice componente, încadrîndu-le simetric într-o fereastră corespunzătoare, astfel încît desenul final să ocupe spaţiul de desenare a unui format A4.

Fiecare din aceste subrutine se obţine la rîndul ei prin apelarea rutinelor grafice utilizator, concepute pentru fiecare subansamblu şi detaliu din componenţa desenului de ofertă (rutină pentru radiatoare, izolatoare etc), arhitectura diversă a desenului de ansamblu rezultînd din poziţionarea diferită a subansamblelor respective.

Cele trei rutine principale apelează pentru desenare un fişier de date care conţine setul minimal de date de intrare necesare pentru obţinerea oricărei variante de desen : dimensiunile ferestrei, înălţimea caracterelor, număr radiatoare, număr izolatoare, precum şi poziţionarea diverselor subansamble ale transformatorului.

Corelarea celor două vederi se face prin intermediul unui fişier de manevră creat în subrutina care desenează vederea de sus, fişier în care se memorează poziţia punctelor de referinţă ale subansamblelor comune celor două vederi, precum şi poziţia altor puncte semnificative din desen şi care va fi citit în subrutina care desenează vederea laterală.

Programul principal de desenare nu face decît să apeleze aceste subrutine şi să dirijeze modul de interconectare al modulelor grafice. Prin execuţia acestui program nu se realizează desenarea propriu-zisă, ci doar se crează fişierul secvenţial care conţine toate comenzile

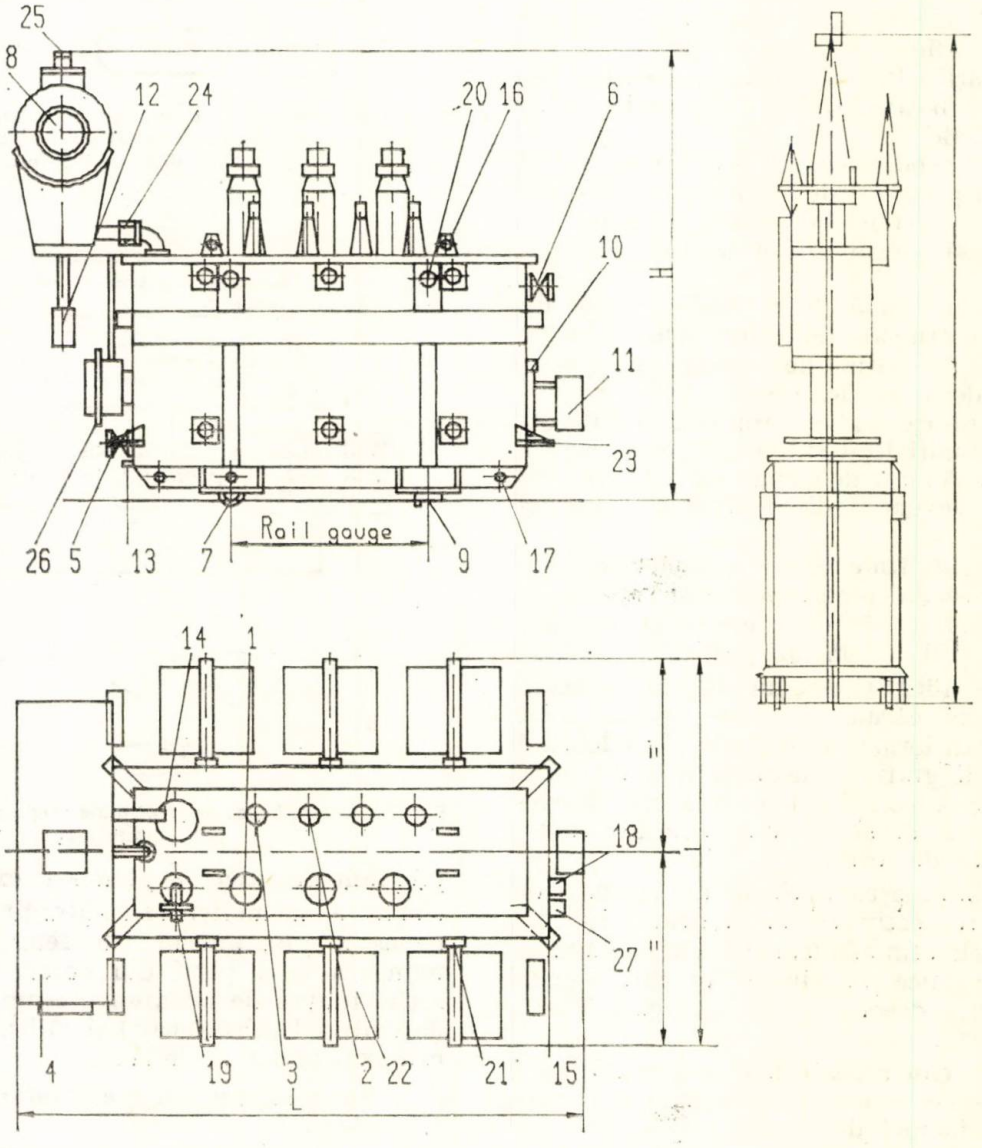


Fig. 3. Ansamblul general.

grafice necesare obținerii desenului de ofertă, în sensul celor specificate la punctul anterior. Desenul propriu-zis se obține prin execuția programului TRASG.

Pentru exemplificare se anexează un astfel de desen și anume ansamblul general (numai prima pagină) (fig. 3).

3. Concluzii

Desenarea automată a transformatoarelor de forță se înscrie pe linia creșterii productivității muncii de cercetare — proiectare, îmbinînd într-o manieră originală calculele de proiectare cu desenarea automată.

Aplicarea rezultatelor acestei lucrări a condus la o creștere a productivității muncii de peste 50% în activitatea de desenare a ansamblului general ofertă.

Eficiența aplicării programului a fost dovedită prin folosirea lui la elaborarea de desene pentru numeroase oferte de transformatoare destinate exportului.

Un alt efect al aplicării acestor rezultate îl constituie degrevarea proiectantului de o parte din munca de rutină și îi oferă acestuia posibilitatea de a superviza funcționarea sistemului de desenare automată și de a-l îmbunătăți.

Sistemul de desenare automată, prin modul în care a fost conceput, va putea fi permanent actualizat, astfel încît, într-un timp relativ scurt să poată îngloba în el întreaga experiență a proiectantului, lăsîndu-i acestuia cale liberă perfecționării continue a produselor proiectate.

Bibliografie

[1] *Baltac, V.* și colectiv. Calculatoare electronice, grafică interactivă și prelucrarea imaginii. București, Editura Tehnică, 1985.

[2] ISOLDA — Manual de programare și operare.

[3] LIPCON — Manual de programare și operare.

[4] GPX — Manual de programare.

CZ 681.3.06 : 621.314

CULEGERE, PRELUCRARE DATE
ETALONARE TRADUCTOARE FORȚĂ

Sistem de culegere și prelucrare a datelor cu HC 85 și module MIND

MIRCEA NIȚĂ *, ILIE MIHALCEA **, EMIL GABER ** — CRAIOVA

Introducere

ICSIT-MTAE Craiova proiectează și produce instalații de măsurare a forțelor bazate pe principiul magnetoelasticității [1]. Tensiunea indusă în secundarul unui transformator diferențial cu înfășurările dispuse perpendicular este proporțională cu forța aplicată miezului magnetoelastic.

Astfel de traductoare cu largă aplicabilitate în industrie se produc atît pentru forțe relativ mici (5tf), cît și pentru forțe ce ajung la peste 1 000 tf.

O operațiune de cea mai mare importanță în procesul de fabricare a traductoarelor o reprezintă liniarizarea caracteristicii acestora (tensiune indusă în funcție de forță) și, implicit, introducerea lor într-o clasă de precizie de 0,2—0,5%.

Această operație se realizează prin ridicarea unei caracteristici și aplicarea unei corecții în funcție de alura acesteia, apoi ridicarea altei caracteristici, o nouă corecție ș.a.m.d., pînă la obținerea unei caracteristici cvasiliniare.

Acest mod de lucru presupune un volum foarte mare de calcule ale erorilor pentru fiecare caracteristică în parte, trasarea unor grafice intermediare, deci un timp de lucru considerabil.

Metoda propusă elimină aceste neajunsuri, oferind un răspuns rapid sub forma unor tabele de erori și a unui grafic care, opțional se pot tipări și la imprimantă, oferind în final fișa tehnică a produsului.

Sistemul de achiziții de date și metode de lucru

Autorii și-au propus realizarea unui sistem de achiziții de date format din blocuri și sisteme de calcul existente pentru operativitatea realizării părții hardware, ansamblul avînd în același timp avantajul de a fi simplu și fiabil.

S-a pornit de la un calculator personal HC85 și de la două module MIND produse de MICROELECTRONICA pentru interfața cu procesul [2, 3] și s-a evitat astfel proiectarea unei unități centrale proprii și a interfețelor aferente.

Schema-bloc a instalației de culegere și prelucrare a datelor este prezentată în figura 1 și se compune din :

— traductorul magnetoelastic (TME) de etalonat *1* și traductorul-etalon *2*, montate astfel

* ICPE București.
** ICSIT-MTAE Craiova.

încît să fie solicitate la aceeaşi forţă de o presă hidraulică;

— instalaţiile electronice *3*, care produc semnalele de excitaţie a traductoarelor şi prelucrează semnalele lor de răspuns. Fiecare din aceste instalaţii conţine un voltmetru numeric ce realizează conversia analog/digitală a semna-

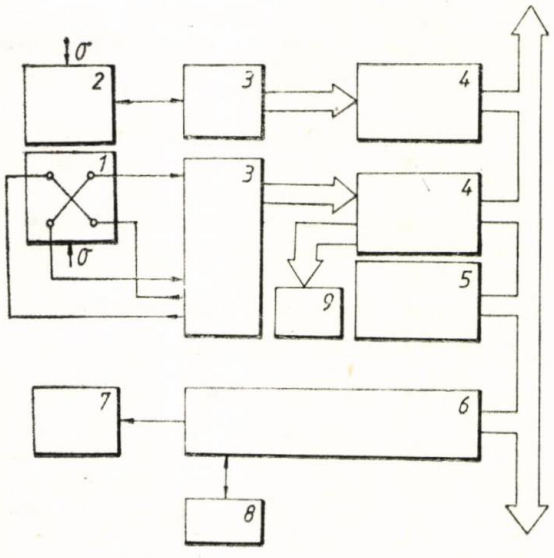


Fig. 1. Schema-bloc a instalaţiei de culegere şi prelucrare a datelor: *1* — traductor magnetoelastic de etalonat; *2* — traductor etalon; *3* — instalaţii electronice de măsurare numerică a forţelor de la traductoare; *4* — module MIND-PIO; *5* — modul decodificator; *6* — calculator HC 85; *7* — monitor; *8* — unitatea de casetă; *9* — imprimantă.

lelor de la traductoare, afişează mărimile măsurate şi oferă informaţia în format BCD la o cuplă de extensie;

— interfeţele *4*, formate din două module MIND-PIO, ce preiau informaţia BCD de la voltmetre şi o transmit calculatorului;

— blocul-decodificator de adrese *5*;

— calculatorul HC 85 *6* ce are sarcina de a prelua informaţiile provenite de la voltmetre, de a indica următorul punct de măsură, de a calcula forţa la care sînt supuse traductoarele, de a calcula şi trasa graficul erorilor, de a trimite imprimantei rezultatele finale, iar în cazul în care se citesc la aceeaşi forţă mai multe TME succesiv, de a comanda un scanner.

Programul de achiziţii conceput facilitează mult sarcina operatorului presei, avînd un mod de lucru interactiv, cu multiple opţiuni şi o grafică bogată, sugestivă.

La pornire, programul solicită date despre traductorul-etalon, traductorul de etalonat, numărul de cicluri de măsură (ridicare/coborîre a forţei). Din acest moment programul editează un mesaj de creştere a forţei şi preia în acelaşi timp sarcina operatorului de a supraveghea continuu apropierea de următorul punct de măsură.

Pentru uşurinţa urmăririi variaţiei forţe aplicate se afişează în permanenţă valorile indicate de cele două voltmetre, valoarea forţei corespunzătoare următorului punct de măsură, numărul de cicluri de măsură efectuate şi capătul de scală corespunzător forţei maxime.

Pentru evitarea umplerii memoriei cu date achiziţionate nefolosite ulterior, memorarea perechilor de date de la TME şi traductorul-etalon se face numai în apropierea punctului de măsură calculat prin împărţirea forţei maxime specificate iniţial la 10 — numărul de puncte de măsură în domeniul $0 \ldots F_{max}$. Se memorează doar valorile ce se încadrează în plaja punctului de măsură calculat, ± 20 digiţi, corespunzătoare voltmetrului-etalon. Programul realizează şi o selecţie a datelor memorate, ultima informaţie memorată fiind cea mai apropiată de punctul de măsură calculat.

Citirea într-o plajă de valori în jurul punctului de măsură şi nu exact pe punctul de măsură, ar afecta precizia de măsură în proporţie de 0,1% deoarece capătul de scală uzual pentru voltmetrul etalon este de 20 000. Pentru a elimina şi această sursă posibilă de erori, se face o interpolare liniară, calculîndu-se valoarea ce ar fi trebuit citită exact în punctul de măsură şi nu în intervalul de ± 20 digiţi. În continuarea calculelor, se va lucra cu această valoare interpolată.

La ieşirea din plaja de urmărire (± 20 digiţi), memorarea încetează, făcîndu-se în continuare achiziţii numai pentru afişarea valorii curente a voltmetrului-etalon pe ecranul monitorului.

Odată atinsă forţa maximă, programul editează un mesaj de scădere a forţei urmărind automat punctele unde trebuie făcute achiziţii.

Acest mod de lucru cu urmărire şi citire automată simplifică mult sarcina operatorului, acesta nemaifiind obligat să urmărească două voltmetre, simultan cu citirea tabelului cu puncte de măsură, cu ridicarea sau coborîrea forţei şi notarea rezultatelor.

Odată cu terminarea citirii în ultimul ciclu de măsură începe automat calculul erorilor. S-a procedat la un calcul off-line pentru a nu micşora viteza de lucru în timpul achiziţiilor de date.

Programul asigură calculul, afişarea şi tipărirea sub formă de tabel şi grafice a erorilor de fidelitate, revenire şi liniaritate. Sînt memorate şi afişate la cerere toate măsurătorile făcute în cursul ciclurilor de măsură. Există, de asemenea, posibilitatea salvării datelor pe casetă, pentru a putea studia ulterior anumite caracteristici ale unui anumit tip de traductor. Trasarea graficului erorilor facilitează mult operaţia de liniarizare a traductorului, necesară atingerii clasei de precizie dorite.

Dintre problemele apărute la cuplarea modulelor MIND-PIO cu calculatorul HC 8 se amintesc :

Pentru a asigura o bună imunitate la zgomot, modulele MIND, construite cu circuite CMOS au magistrala de adrese și date proiectată să lucreze la tensiunea de +12 V. Cum însă magistrala de adrese și date a HC 85 lucrează în standardul TTL de +5 V, a fost necesară rezolvarea diferenței de nivel între cele două magistrale. Aceasta s-a realizat prin alimentarea modulelor MIND cu o singură tensiune de +5V din sursa internă a calculatorului HC 85, consumul suplimentar fiind neglijabil specific circuitelor CMOS. Imunitatea la zgomot nu a fost afectată, întrucît cablurile de legătură dintre calculator și modulele MIND sînt foarte scurte.

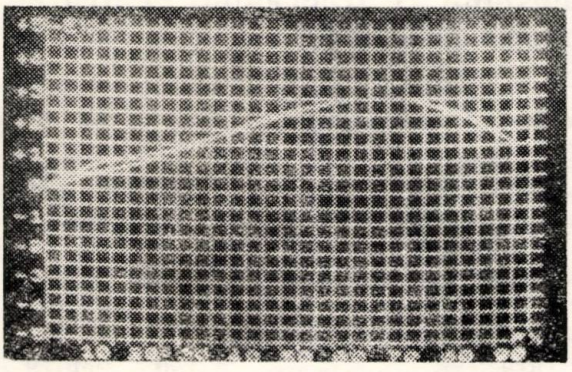


Fig. 2. Graficul erorii de liniaritate în domeniul de măsură.

O altă problemă apărută la cuplarea directă a modulelor MIND cu HC 85 este cea a vitezei de lucru. Modulele MIND au fost proiectate să lucreze la o frecvență maximă de 2,5 MHz. Cum însă calculatorul HC 85 lucrează cu un ceas intern de 3,5 MHz, s-a dovedit necesară înlocuirea completă a decodificatoarelor de adrese implementate pe modulele MIND cu circuite CMOS — mai lente — cu un decodificator rapid de tip 8205, alimentat tot din sursa internă de +5 V a calculatorului (blocul 5 din figura 1).

S-a realizat astfel și o decodificare unică a adreselor aferente celor 4 circuite PIO cuprinse în cele două module MIND. Cum fiecare circuit PIO are două porturi de intrare/ieșire, cele 8 porturi disponibile s-au folosit în felul următor :

— 3 porturi în mod intrare octet pentru citirea informației digitale în format BCD de la voltmetrul numeric conectat la traductorul-etalon. Informația cuprinde 4 1/2 digiți (17 biți) și un bit de semn.

— 3 porturi în mod intrare octet pentru citirea informației digitale în format BCD de la voltmetrul numeric conectat la traductorul de etalonat. Informația cuprinde 4 1/2 digiți și un bit de semn.

— 1 port în mod ieșire octet pentru tipărirea la o imprimantă grafică de tip SCAMP cu intrare paralelă.

— 1 port în mod intrare/ieșire pe bit pentru protocolul de comunicație cu imprimanta și eventuale comenzi pentru scanner dacă există mai multe traductoare de etalonat supuse simultan probelor.

Concluzii

Sistemul de achiziție de date în configurația aleasă realizează o creștere semnificativă a operativității procesului de liniarizare și etalonare a traductoarelor magnetoelastice și o mai bună reproductibilitate a datelor.

Sistemul poate fi folosit practic în orice proces industrial în care volumul de date de prelucrat este mare, iar viteza de lucru nu este restrictivă (timp de achiziție de ordinul milisecundelor).

Se poate, de asemenea, obține o fișă tehnică finală la imprimantă.

În funcție de aplicația concretă, programul poate fi modificat astfel ca, cu aceeași configurație hard să se răspundă cît mai bine cerințelor utilizatorului.

Viteza de achiziție poate fi de asemenea mărită prin rescrierea în cod-mașină a subrutinei de achiziție de date.

Utilizarea modulelor MIND asigură realizarea, la înalt nivel tehnologic, a părții hardwave, permițînd proiectantului să se concentreze asupra problemelor de testare și implementare în exploatare a aplicației, iar calculatorul HC 85 asigură realizarea operativă de programe interactive, de dialog cu utilizatorul, pe baza bogatei literaturi software existente.

Bibliografie

[1] *Marinescu, E., Marinescu, A.* Echipamente industriale pentru măsurarea mărimilor neelectrice bazate pe tensometrie magnetoelastică, E.E.A. – Electrotehnica **34**, nr. 8, 1986, p. 325.
[2] MIND Manual de utilizare. MICROELECTRONICA.
[3] HC 85 Manual de utilizare. ICE Felix.
[4] *Stăncescu, St., Lupu, C.* Microprocesoare-circuite-proiectare, Ed. Militară 1986.

NOTE

Serie de instalații de stabilizare a tensiunii și frecvenței pentru alimentarea minisistemelor de calcul

Unul din avantajele deosebite ale configurațiilor de calcul cu minicalculatoare este posibilitatea amplasărilor în încăperi fără cerințe speciale de microclimat, fapt ce a permis accesul acestora în toate domeniile de activitate, inclusiv în sectoarele direct productive, participînd la creșterea productivității muncii.

Dar, căderile accidentale ale rețelei industriale, degradarea parametrilor acesteia, supratensiunile periculoase, ca și abaterile de frecvență au scăzut mult disponibilitatea echipamentelor de calcul producînd numeroase întreruperi în derularea programului.

Pornind de la bogata experiență în domeniul convertoarelor statice, în cadrul ICSIT-MTAE CRAIOVA a fost dezvoltată o instalație de stabilizare a tensiunii și frecvenței, protejată de degradările rețelei și care, datorită gabaritului redus, permite amplasarea în imediata vecinătate a minisistemelor de calcul.

Începînd cu anul 1990 vor fi livrabile și variante avînd în tampon baterii de acumulatoare astfel încît, chiar în condițiile căderii rețelei, programele să poată fi salvate și în caz de necesitate să se poată continua lucrul.

Funcționarea instalațiilor de stabilizare a tensiunii și frecvenței utilizate la ICSIT-MTAE se bazează pe utilizarea tehnicii PWM în obținerea tensiunii sinusoidale, folosind un convertor static c.a. — c.a., cu circuit intermediar de tensiune continuă.

Tensiunea continuă se obține prin redresarea rețelei industriale în tampon cu o baterie de acumulatoare dezvoltată special pentru aceasta și care permite funcționarea chiar în lipsa rețelei.

Un invertor cu comutație forțată și un filtru pasiv realizează forma sinusoidală a tensiunii de ieșire care este adaptată printr-un transformator de adaptare la parametrii impuși.

Sistemul de comandă și protecție permite o reglare rapidă a tensiunii la variațiile tensiunii de alimentare sau a variațiilor de sarcină. Frecvența de ieșire este obținută de la un generator pilotat cu cuarț.

Principalele caracteristici ale instalației sînt următoarele :

Mărimi de intrare :

— tensiunea de intrare . . . $220\ V \begin{smallmatrix} +10\% \\ -15 \end{smallmatrix}$;
— frecvența de intrare . . . 46÷50 Hz

Mărimi de ieșire :

— tensiunea de ieșire . . . .220 V ± 2% ;
— frecvența de ieșire . . . .50 Hz ± 0,5% ;
— forma undei . . . . . sinusoidală ;
— distorsiuni armonice totale <5% ;
— puteri nominale . . . . .2 000 VA ;
3 750 VA ;
— capacitate de supraîncărcare . . . . . .150% pentru 15 minute.

Măsuri de protecție : deconectare rapidă la curent de scurtcircuit și limitare a curentului de suprasarcină.

Date constructive :

— dimensiuni de gabarit . . 516 × 496 × × 400 mm ;
— greutate 87 kg (fără baterii)—2 000 VA; 102 kg (fără baterii)—3 750 VA.

Răcire — cu ventilatoare electrice incluse în instalații.

Bateria de acumulatoare este realizată din elemente de acumulatori etanșe tip LM 4—10 modificat ; caracteristicile nominale ale elementului sînt :

— tensiune nominală : 4 V ;
— capacitate nominală : 10 Ah ;

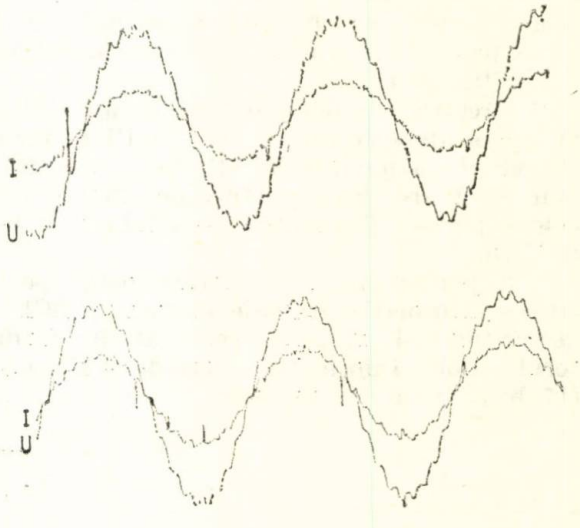


Fig. 1a — Tensiunea de ieșire și curentul prin sarcină la $I = I_N$; b — tensiunea de ieșire și curentul prin sarcină la $I = 0{,}5\ I_N$.

— dimensiuni de gabarit : 160 × 56 × × 166 mm ;
— curentul de descărcare pentru 5 min : 15 A.

Forme de undă

Tensiunea de ieșire și curentul prin sarcină I_N și 0,5 I_N sînt prezentate în figura 1 a, b.

Instalația de stabilizare a tensiunii și frecvenței reprezintă o alternativă sigură pentru alimentarea minisistemelor de calcul, a altor aparate și instalații de mică putere, care necesită frecvență riguros constantă și care trebuie protejate de degradările rețelei industriale inclusiv căderi accidentale de scurtă durată.

Prin utilizarea tehnicii PWM în obținerea formei sinusoidale s-a obținut un gabarit redus pentru instalație, viteze de răspuns mari la șocurile de sarcină sau ale tensiunii de alimentare, precum și conținut foarte mic de armonici în forma de undă.

Ing. *Dumitru Florentin*
ICSIT—MTAE — Craiova

Bloc de achiziție și conversie pentru stația automată de stabilizare prin vibrații a pieselor și stucturilor metalice

În decursul ultimului an, la ICSIT-MTAE CRAIOVA, a fost efectuat un studiu complex privind realizarea unui bloc de achiziție și conversie de mare viteză utilizat pentru achiziția numerică a accelerației la stația automată de stabilizare prin vibrații a pieselor și structurilor metalice.

S-a urmărit obținerea unui model al blocului de achiziție și conversie care să fie utilizabil atît pentru stația automată, cît și pentru alte aplicații ulterioare, pentru un domeniu de lucru de 66÷17 000 Hz și o conversie de 12 biți.

Deoarece datele achiziționate vor fi utilizate de o unitate centrală cu microprocesor care realizează transformarea Fourier rapidă, domeniul de lucru trebuie delimitat clar cu ajutorul unui filtru trece-jos cu atenuarea de cel puțin 100 dB/decadă.

În urma studiului efectuat și a activității de cercetare, a rezultat modelul blocului de achiziție și conversie a cărui schemă-bloc este prezentată în figura 1.

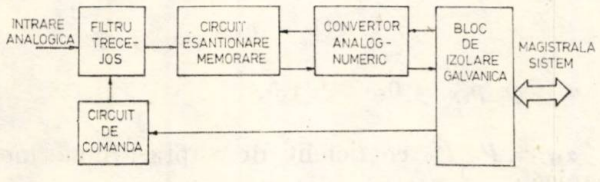


Fig. 1. Schema blocului de achiziție și conversie.

În continuare se prezintă performanțele subansamblelor.

Deoarece blocul de achiziție — conversie va putea fi utilizat în instalații de o mare diversitate și aplicații cu caracter special, a fost necesară realizarea unui dispozitiv de filtrare cu frecvența de trecere reglabilă. Filtrul trece-jos realizat are o atenuare de 133 dB/decadă și frecvența de tăiere reglabilă numeric în 256 puncte discrete, comandate de un circuit de comandă programat de microprocesor în 8 biți. Domeniul de reglare al frecvențelor de tăiere este dat de raportul valorilor a două grupuri de rezistoare.

Pentru circuitele de eșantionare — memorare s-a ales soluția cu diode de comutație de serie, putîndu-se realiza timpi de comutație de zeci de nanosecunde. În aplicația de față, nefiind nevoie de timpi de comutație foarte mici, s-a realizat circuitul de eșantionare — memorare cu un timp de comutație cuprins în domeniul 0,1—1 μs.

S-a realizat convertorul analog — numeric cu registru de aproximații succesive de 12 biți, utilizînd, pentru logica digitală, circuite integrate în tehnologie C-MOS, montate într-o structură modulară dublă placă. În felul acesta a scăzut mult consumul și au fost evitate problemele de neadaptare a impedanțelor, interferențele și zgomotul pe linia de masă. Utilizînd componente de serie s-a obținut un timp de conversie de 18÷25 μs, iar cu componente mediu selectate (1 din 5) s-a obținut un timp de conversie de 8÷12,5 μs.

Deoarece optocuploarele sînt dispozitive cu timpi de comutație de valori mari, s-a optat pentru un bloc de izolare galvanică cu structură paralelă. În circuitul de comandă al optocuploarelor s-a utilizat un circuit de forțare a comutației, pentru reducerea timpului de comutație la 4 μs.

Considerînd timpul efectiv de conversie tc, conform teoremei lui Shannon, frecvența maximă fa care poate fi achiziționată este :

$$fa = 1/2\,tc. \qquad (1)$$

În cazul de față, timpul efectiv de conversie fiind dat de suma dintre timpul de conversie a convertorului analog — numeric și timpul de propagare prin optocuploare, frecvența maximă a semnalelor ce pot fi achiziționate este : pentru convertor analog-numeric cu componente de serie $tc = 25 + 4 = 29$ μs, $fa = 17{,}2$ kHz ; pen-

tru convertor analog-numeric cu componente sortate $tc = 12{,}5 + 4 = 16{,}5$ μs, $fa = 30{,}3$ kHz.

Deci, în varianta de serie blocul de achiziție-conversie acoperă domeniul impus de $66 \div 17\,000$ Hz avînd posibilitatea, pentru aplicații ulterioare speciale, să acopere un domeniu de pînă la 30 000 Hz.

Blocul de achiziție-conversie este realizat numai cu componente indigene și import Est, făcîndu-se utilizabil în diverse sisteme de achiziție și prelucrare numerică a semnalelor.

Ing. *Dorin Georgescu*
ing. *Vava Cristian* —
ICSIT—MTAE

Algoritm pentru alegerea și verificarea secțiunii cablurilor de alimentare a acționărilor electrice

Introducere

Se consideră cazul rețelelor interioare de cabluri montate în tuburi sau canale de cabluri, pe pereți sau pe rastele, prin care se alimentează motoarele electrice de acționare dintr-o secție (fig. 1). Se precizează că principiul algoritmului este general, introducerea diferitelor categorii de consumatori nemodificînd subrutina de calcul.

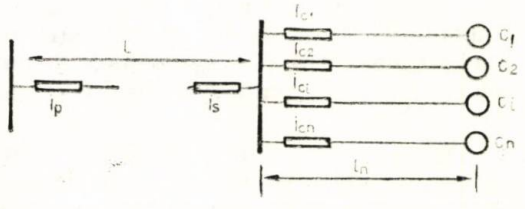


Fig. 1. Schema de principiu a rețelei de distribuție a energiei electrice.

Algoritmul elaborat asigură :

— alegerea și verificarea secțiunii cablurilor de alimentare a consumatorilor individuali $C1 \ldots Cn$;

— alegerea și verificarea secțiunii cablului de alimentare a unui grup de consumatori.

1. Datele de intrare

Alegerea și verificarea secțiunii cablurilor se face funcție de curentul necesar consumatorului I_{cj}. Datele necesare pentru calculul acestui curent depind de tipul consumatorului :

A. Pentru motoare electrice care antrenează mașini de lucru cu funcționare de durată și sarcină constantă, încadrate în serviciul nominal $S1$:

a) motoare trifazate :

$$I_C = \frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_N\, \eta_N \cos \varphi}, \tag{1}$$

unde :

$$\eta_N = \frac{P_N}{\sqrt{3}\, U_N\, I_{IN} \cos \varphi_N}, \tag{2}$$

b) motoare de curent continuu :

$$I_C = \frac{P_2}{U_N\, \eta_N}, \tag{3}$$

unde :

$$\eta_N = \frac{P_P}{U_N\, I_N}. \tag{4}$$

B. Pentru motoare care antrenează mașini de lucru cu sarcină variabilă, încadrate în serviciile $S2 \ldots S8$:

a) motoare asincrone trifazate :

$$I_C = \frac{P_2}{\sqrt{3}\, U_N\, \eta_i \cos \varphi}, \tag{5}$$

unde : η_i este randamentul motorului pentru condiții reale de funcționare :

$$\eta_i = \alpha_M \cdot \eta_N \frac{1 + a + \sqrt{\Delta}}{2\alpha_M\, \eta_N (1 + a) + 2a(1 - \eta_N)}, \tag{6}$$

$$\Delta = (1 + a)^2 - 4(1 - \eta_N)\nu^2(\alpha_M\, \eta_N (1 + a) + a(1 - \eta_N)),$$

$$a = p_c / p_{vN} = 0{,}5 \ldots 1{,}5,$$

$\alpha_M = P_2 / P_N$ coeficient de suprasarcină mecanică ;

b) motoare de curent continuu :

$$I_c = \frac{P_2}{U_N\, I}, \tag{7}$$

unde :

$$\eta_i = \frac{\alpha_M (1 + a)\, \eta_N}{\alpha_M (1 + a)\, \eta_N + \left(a + \frac{\alpha_M^2}{\nu^2} \right)(1 - \eta_N)}, \tag{8}$$

$$a = 0{,}3 \ldots 1.$$

C. Pentru transformatoare de sudură, cuptoare electrice alimentate prin transformator propriu :

$$I_c = I_{1N}.$$

D. Pentru motoare asincrone care antrenează generatoarele din grupurile generator — motor, sau din grupurile de sudare; pentru grupurile redresoare :

$$I_C = \frac{U \cdot I}{\sqrt{3}\, U_{1N}\, \eta_i \cos \varphi}, \qquad (9)$$

unde :

U, I reprezintă, respectiv curentul debitat în curent continuu, în condițiile cele mai dezavantajoase (ex. reglarea vitezei prin diminuarea fluxului);

η_i — produsul randamentelor nominale ale elementelor din lanțul de transformare a energiei de c.a, în energie de c.c.

Alte date de intrare:

— curentul de reglaj al releului termic I_{rt};

— curentul nominal al siguranței fuzibile I_{NF};

— curentul de reglaj al declanșatorului electromagnetic I_{re};

— lungimea traseului l în m.

2. Datele de ieșire

În urma rulării programului se obțin informații referitoare la : secțiunea cablului S în mm², tipul cablului, mesaje privind verificările efectuate.

3. Descrierea algoritmului

1. Se stabilește schema ramificată de alimentare cu energie electrică, conform figurii 1.
2. Se încadrează consumatorii într-una din categoriile A, B, C, D, indicate la capitolul 2 „Date de intrare".
3. Se stabilește numărul total de consumatori din fiecare categorie : n_A, n_B, n_C, n_D.
4. Se verifică dacă $n_A = 0$; dacă DA se trece la pasul 16, iar dacă NU se introduc datele pentru fiecare consumator. Se calculează, pentru $j = 1$, la $j = n_A$: η_N (relația 2 sau 4), I_{cj} (relația 1 sau 3).
5. Programul indentifică coeficientul de corecție a curentului maxim admisibil funcție de modul de pozare k'_{C1} [1].
6. Programul identifică coeficientul de corecție a curentului maxim admisibil funcție de temperatura mediului ambiant k'_{C2} [1, 4].
7. Se calculează curentul maxim admisibil $I_{cadm} = I_{cj}\, k'_{C1}\, k'_{C2}$.
8. Se calculează curentul maxim admisibil în condiții de suprasarcină accidentală $I_{cadm} = I_{rt}/1{,}5$.
9. Se calculează curentul maxim admisibil în condiții de scurtcircuit :

—dacă protecția se realizează cu siguranțe fuzibile :

$$I_{cadm} = I_{NF}/3;$$

— dacă protecția se realizează cu întreruptoare automate cu relee sau declanșatoare electromagnetice cu acțiune instantanee :

$$I_{cadm} = I_{re}/4{,}5.$$

10. Se reține cel mai mare curent admisibil dintre valorile calculate la punctele 7, 8 sau 9.
11. Se determină secțiunea cablului funcție de intensitatea maxim admisă calculată la pasul 10 [1].
12. Se verifică dacă secțiunea aleasă îndeplinește condiția : $S \geq 1{,}5$ mm² pentru conductoare de cupru; $S \geq 2{,}5$ mm² pentru conductoare de aluminiu. Dacă această condiție este îndeplinită se trece la pasul următor, iar dacă NU se alege un cablu cu secțiunea superioară uneia din cele două valori.
13. Se verifică încălzirea în regim de scurtă durată la pornire prin intermediul densității de curent la pornire :

$$j_p = \frac{I_p}{S} < j_{adm}$$

14. Se calculează rezistența și reactanța liniei [1] :

— pentru cabluri din cupru :

$$R = \frac{1000\, l}{56\, S}, \text{ ohmi};$$

$$X = \frac{(75 \ldots 100)\, l}{1000} \text{ ohmi},$$

— pentru cabluri din aluminiu

$$R = \frac{1000\, l}{33\, S}, \text{ ohmi};$$

$$X = \frac{75 \ldots 100}{1000}\, l \text{ ohmi}.$$

15. Se calculează pierderea de tensiune pe cablu :

— pentru rețele de curent continuu :

$$\Delta U = \frac{R I_{cj}^2}{U_N}\, 100\,\%; \quad \Delta U_{adm} = 5\,\%.$$

— pentru rețele de curent alternativ:

$\Delta U = (R \cos \varphi + X \sin \varphi) I_c 100/U_N$ — în regim normal; $\Delta U_{adm} = 5\%$,

$\Delta U = (R \cos \varphi + X \sin \varphi) I_p 100/U_N$ — la pornire; $\Delta U_{adm} = 12\%$.

Calculele se reiau de la pasul 4 pentru toți consumatorii din grupa analizată după care se trece grupa următoare.

16. Se verifică dacă $n_B = 0$; dacă DA se trece la pasul 17, iar dacă NU se introduc datele pentru fiecare consumator: P_N, P_2, η_N, $\cos \varphi$, I_{1N}, a.
Se calculează pentru $j = 1$ la $j = n_B$: randamentul nominal η_N, randamentul pentru condiții reale de funcționare, curentul cerut I_{cj}. Se revine la pasul 5.

17. Se verifică dacă $n_C = 0$; dacă DA se trece la pasul 18, iar dacă NU se introduce curentul nominal al transformatorului pentru fiecare consumator. Se revine la pasul 5.

18. Se verifică dacă $n_D = 0$; dacă DA se trece la pasul 19, iar dacă NU se introduc datele pentru fiecare consumator: U, I, U_N, $\cos \varphi$, η.
Se calculează pentru $j = 1$ la $j = n_D$ curentul cerut I_{cj}. Se revine la pasul 5.

19. Dacă se cere numai secțiunea cablurilor de alimentare a consumatorilor individuali calculul este încheiat, iar dacă se cere și secțiunea coloanei comune (fig. 1) se determină curenții de calcul cu relațiile:

— pentru consumatorii din categoria A;

$$I_{cA} = 1{,}1 \sum_{j=1}^{n\hat{A}-1} I_{cj} + I_{pmax};$$

— pentru consumatorii din categoria B:

$$I_{cB} = 0{,}9 \sum_{j=1}^{n\hat{B}-1} I_{cj} + I_{pmax};$$

— pentru consumatorii din categoria C:

$$I_c C = 1{,}1 \sum_{j=1}^{n\hat{C}-1} I_{cj} + I_{pmax};$$

— pentru consumatorii din categoria D:

$$I_{cD} = 1{,}1 \sum_{j=1}^{n\hat{D}-1} I_{cj} + I_{pmax}.$$

20. Se calculează curentul total:

$$I_c = I_{cA} + I_{cB} + I_{cC} + I_{cD}$$

și se reiau calculele de la pașii 5 ... 15.

4. Schema logică

Schema logică corespunzătoare acestui algoritm este indicată în figura 2. În subrutina CALCUL se parcurg etapele prezentate la pașii 5 ... 15.

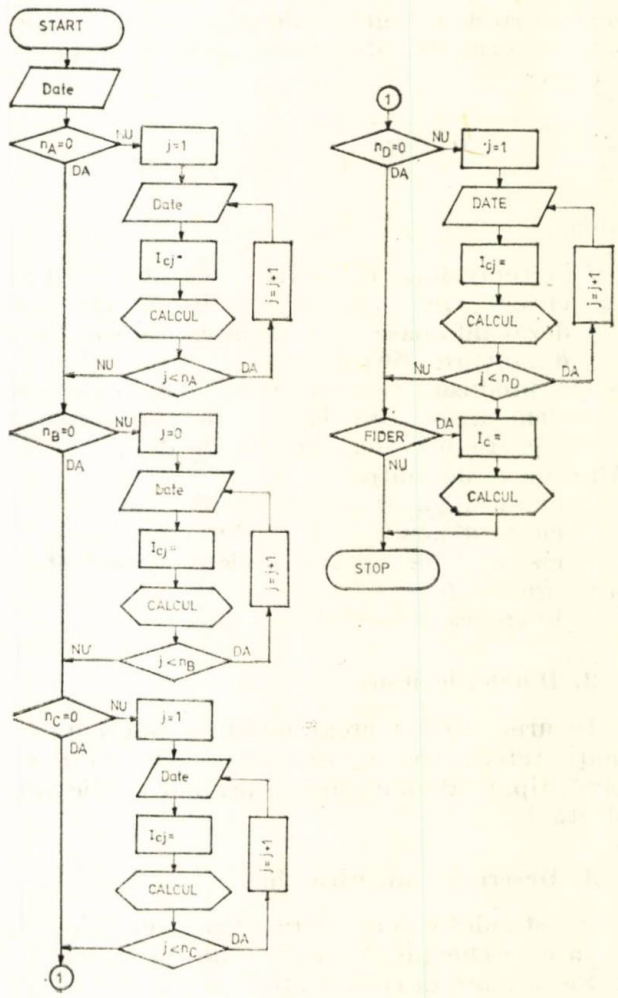


Fig. 2. Schema logică.

5. Rezultate. Concluzii

Algoritmul elaborat a fost verificat pentru mai multe cazuri alese din proiecte deja aplicate, cu rezultate bune. Acest algoritm reprezintă etapa necesară de proiectare asistată de calculator a echipamentelor electrice, iar lucrarea și-a propus prezentarea experienței autorilor în elaborarea de programe pentru proiectarea asistată de calculator.

Lista notațiilor folosite

P_N — puterea nominală a motorului;
P_2 — puterea cerută la arborele motorului;
U_N — tensiunea nominală a motorului sau transformatorului;

U — tensiunea de alimentare a motorului;
I_{1N} — curentul statoric nominal al m.a; curentul primar al transformatorului;
I_{1N} — curentul nominal rotoric al m.c.c.;
I_{NF} — curentul nominal al fuzibilului;
I_p — curentul maxim la pornire;
I_{pmax} — cel mai mare curent de pornire;
j_{adm} — densitatea de curent admisă;
Ω_N — viteza nominală a motorului:
Ω — viteza de funcționare a acționării:

$$\nu = \frac{\Omega_N}{\Omega}.$$

$\cos \varphi_N$ — factorul de putere nominal.

Bibliografie

[1] *Comșa, D., Maier, V., Chindriș, M.* Proiectarea instalațiilor electrice industriale. EDP București, 1983.
[2] *Karpov, F., F.* Alegerea secțiunii conductoarelor și cablurilor. ET București 1971.
[3] * * * Normativ privind proiectarea și executarea instalațiilor electrice la consumatori, cu tensiuni pînă la 1 000 V, indicativ 17–78, 174–1981.
[4] * * * STAS 8778/1, 2-77 Cabluri de energie cu izolație în manta de PVC.
[5] * * * STAS 10955-78 Cabluri electrice. Calculul curentului maxim admisibil în cabluri în regim permanent. Prescripții.
[6] * * * STAS 1236/1-6-74 Conducte și cabluri electrice în manta de PVC.

Dr. ing. *Gh. Manolea*
ing. *Al. Bitoleanu*
ing. *P. Stavarache*

Desenarea automată cu ajutorul calculatorului prin realizarea unei interfețe-program-digitizor Robotron-digigraf 1712

Calculul caracteristicilor geometrice la secțiuni cu aplicație la locomotive și rame electrice suburbane, în vederea obținerii datelor de intrare pentru programul SAP, s-a realizat pînă acum manual, necesitînd un timp îndelungat atît pentru determinarea coordonatelor, cît și pentru realizarea calculelor.

Pornind de la necesitatea obținerii cît mai rapide și mai exacte a coordonatelor nodurilor secțiunilor s-a utilizat digitizorul ROBOTRON cuplat la calculatorul INDEPENDENT 1 102-F, element de noutate în calculul caracteristicilor geometrice.

Lucrarea prezintă realizarea unei interfețe-program, scrisă în limbaj FORTRAN 77, care prelucrează informația geometrică obținută cu ajutorul digitizorului ROBOTRON, respectiv coordonatele X și Y ale punctelor digitizate de pe orice desen, precum și realizarea desenului fie pe masa KOVO, fie pe DAF 2020.

Interfața-program s-a experimentat și aplicat la secțiunile de la rama de metrou și în continuare se va aplica la secțiunile de la locomotiva electrică LE 5100 kW.

Programele HDG (HDGASS) și DIG 1600 funcționînd interconectate sînt specifice funcționării digitizorului și realizează digitizarea informației geometrice.

În urma execuției programului HDG rezultă un fișier de înregistrare care conține coordonatele X și Y ale punctelor digitizate (în sutimi de mm).

S-au utilizat cîteva din cele 30 de funcțiuni-program ale menu-panel-ului digitizorului și anume: definirea originii, digitizarea punct cu punct, digitizarea continuă, digitizare text, sfîrșit de linie, sfîrșit de înregistrare.

Programul prelucrează fișierul de înregistrare obținut prin digitizare și realizează desenele pe DAF 2020 sau pe masa KOVO.

Programul este realizat în limbaj FORTRAN 77, utilizînd și pachetul de rutine GPX.

Principiul de realizare a interfeței-program constă în următoarele etape:

— citirea cîte unui articol din fișierul de înregistrare obținut prin digitizare;

— inițializarea nucleului grafic, stabilirea ferestrei și stabilirea atributelor de scriere;

— testarea a 3 octeți din codul de 13 octeți aflat la începutul fiecărui articol (codul are 12 octeți pentru un articol de tip text). În funcție de acești 3 octeți este apelată cîte o subrutină astfel:

1—codul '110' — digitizare punct cu punct și digitizare continuă — este apelată subrutina de trasare grafică a liniilor poligonale de tip SUBPOL;

2—codul '013' — digitizare text — este apelată subrutina de desenare text SUBTEX. În cadrul acestei subrutine se mai testează și ultimii 2 octeți ai codului care reprezintă numărul de caractere ale textului; astfel se poate desena orice text.

Algoritmul parcurs de fiecare subrutină:

— decodificarea articolului din fișierul de înregistrare din format ASCII în format intern calculator;

— selectarea din articolul decodificat a coordonatelor punctelor digitizate;

— determinarea valorii în baza 10 a fiecărei coordonate apelînd un subprogram de tip FUNCTION;

— determinarea semnului coordonatei din caracterul de semn din cadrul articolului;

— desenarea propriu-zisă cu ajutorul unor subrutine din GPX: CALL POLY2, CALL TEXT2.

După ce s-au terminat de citit toate articolele din fișierul de înregistrare se iese din

modul grafic, se închide nucleul grafic și se termină programul.

Utilizarea digitizorului ROBOTRON în realizarea unor desene este deosebit de utilă avînd în vedere următoarele avantaje:

— obținerea rapidă și destul de exactă a coordonatelor punctelor de pe desen;

— realizarea rapidă și cu ușurință a desenelor pe masa KOVO, programele necesitînd puține instrucțiuni de trasare grafică;

— scurtarea timpului de introducere a coordonatelor;

— scurtarea timpului de proiectare prin reducerea calculelor aferente determinării coordonatelor;

— ușurarea muncii de introducere date prin eliminarea greșelilor de introducere manuală.

Ing. *Carmen Dobre*,
ing. *Marius Brezovan*,
ing. *Dan Dobre*

COMITETUL DE REDACȚIE

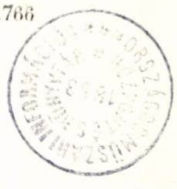
Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGANUȚ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STĂNCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimte la redacția revistei, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 și 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — București — Calea Griviței nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

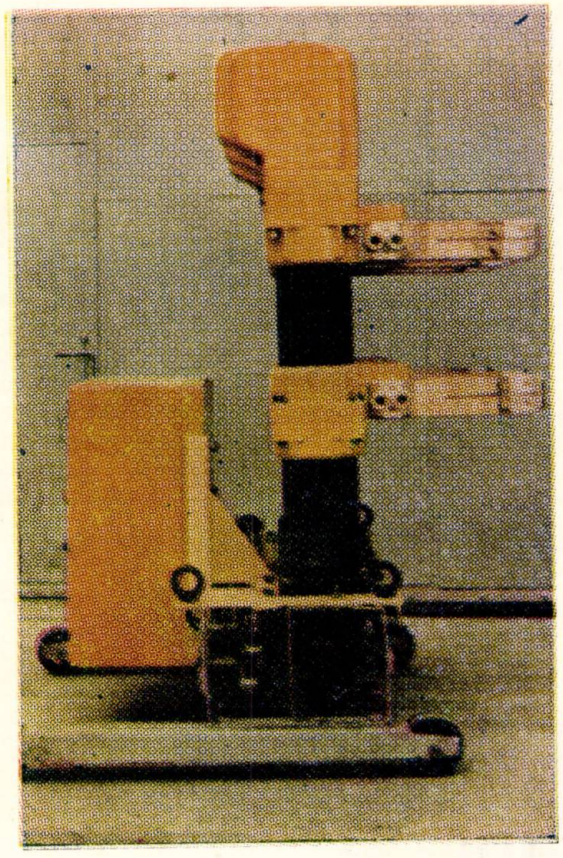
Tiparul :
Universul
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1766



I.C.S.I.T. — M.T.A.E. — CRAIOVA

CALEA BUCUREȘTI 144, CRAIOVA — ROMÂNIA, TELEFON 44494, TELEX 41234

ICSIT MTAE CRAIOVA



Oferă:

ÎNTRERUPTORUL DE MEDIE TENSIUNE TIP UND 12 P

face parte din seria de întreruptoare normale tip UN 12 și 24 kV cu 630, 1 250 și 2 500 A. Aceste întreruptoare pot funcționa atît în montaj, cît și în celule. Ele sînt garantate pentru capacitatea de rupere la:

— curenți capacitivi;
— curenți pentru cabluri în gol;
— curenți la transformatoare în gol;
— curenți la dublă punere la pămînt;
— curenți la opoziție de fază.

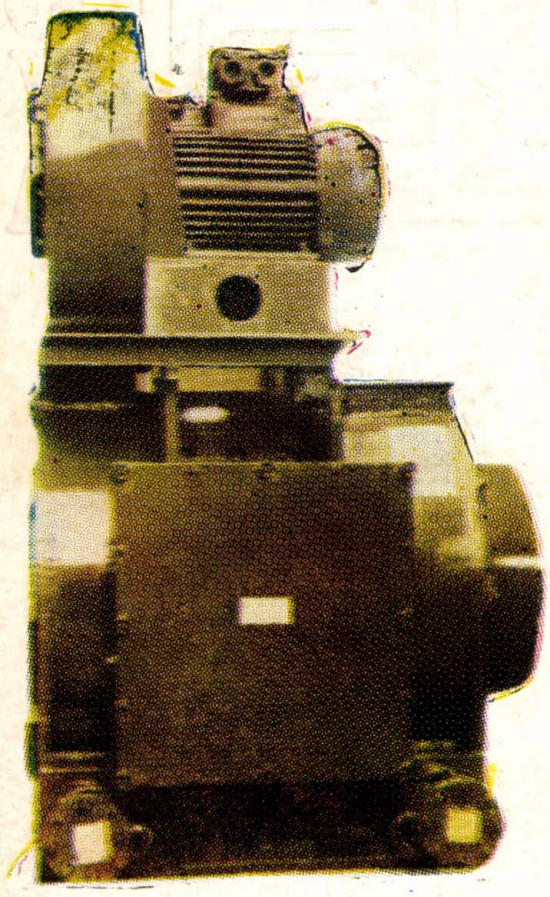
La aceste întreruptoare se remarcă anduranța mecanică foarte ridicată: 5 000 manevre închidere-deschidere, ceea ce le conferă o fiabilitate ridicată în exploatare.

MECANOEXPORTIMPORT
Foreign trade company
10, Mihai Eminescu St. •
Telephone: 12 46 00 •
Telex: 10269 • POB: 130.
BUCHAREST — ROMANIA

electroexportimport
Foreign Trade Company.
București — România
216 Calea Victoriei.
Telephone: 50 28 70.
Telex: 11.388 – 11.399

Electroputere

CALEA BUCUREȘTI 144, CRAIOVA — ROMÂNIA, TELEFON 44494, TELEX 41234



MOTOARE DE CURENT CONTINUU PENTRU INSTALAȚII DE FORAJ TIP MCF Exp II T3

Motoarele de c.c. tip MCF sînt motoare orizontale cu două scuturi portlagăr și fixare prin tălpi, destinate acționărilor în instalații de foraj amplasate în următoarele condiții climatice și de mediu înconjurător:

— **altitudine max 1 000 m;**
— **zonă climatică T, TH, N, R;**
— **categorie de exploatare 2 (sub acoperiș).**

Motoarele pot funcționa în medii cu atmosfera potențial-explozivă, modul de protecție fiind Exp IIT3, asigurat prin construcția motorului și prin măsuri de aducere și de evacuare a aerului din și în afara zonei cu atmosferă potențial-explozivă.

În scopul evitării apariției condensului și pentru ca, în perioadele de staționare prelungită la temperaturi scăzute, temperatura diverselor părți ale mașinii să nu scadă sub limita care ar periclita funcționarea ulterioară, motoarele sînt echipate cu două rezistențe de încălzire de cîte 500 W în execuție antiexplozivă.

1991 JAN

electroexportimport

Foreign Trade Company ● București — România
216 Calea Victoriei ● Telephone: 50 28 70 ● Telex: 11.388—11.399

E 2040/1

ETE

1990 -10- 24

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 38 • NR. 2 • FEBRUARIE 1990

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ANUL 38 Nr. 2 februarie 1990

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 628.972: 628.936

ILUMINAT INTERIOR
INTERREFLEXII

Dinculescu, P.: **O prezentare unitară a interreflexiilor şi a considerării lor în iluminatul interior. I — Fenomene, terminologie, evaluare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 65

Se prezintă în mod unitar fenomenele de interreflexii în instalaţiile de iluminat interior, terminologia aferentă şi factorii cantitativi necesari evaluării acestora (factor de formă, coeficient de schimb, factor de configuraţie). Se arată că din punct de vedere practic este suficient să se caracterizeze schimbul de flux luminos între suprafeţe reflectante numai prin factorul de formă (legătură).

CZ 621.316.9: 621.3.016.34

ELEMENTE FUZIBILE
REGIM NEADIABATIC

Sasu, M.: **Metodă de rezolvare a ecuaţiei încălzirii elementelor fuzibile cu secţiune variabilă în regim neadiabatic.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 71

Lucrarea prezintă: o metodă stabilită de autoare pentru rezolvarea ecuaţiei generale de încălzire a elementelor fuzibile cu secţiune variabilă în regim de suprasarcină, ecuaţie diferenţială de ordinul doi, neomogenă, cu derivate parţiale de tip parabolic; o metodă originală pentru determinarea analitică a funcţiei de frontieră $\varphi(t)$, precum şi o relaţie analitică pentru determinarea coeficientului K de transfer al căldurii prin suprafaţa laterală.

CZ 621.3.015: 621.187

MULTIVIBRATOR
BANDA LARGĂ
PLAJA LARGĂ V_{cc}

Voiculescu, E.: **Multivibratoare rapide cu domeniu larg al tensiunii de alimentare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 78

Lucrarea descrie un multivibrator performant, uşor realizabil cu componente indigene dintre cele mai uzuale care generează simultan semnal dreptunghiular. Circuitul funcţionează sigur cu tensiuni de alimentare mai mari de 1,8 V şi permite acoperirea a peste 6 decade de frecvenţă, de la fracţiuni de Hz la cîţiva MHz. Se dau calculul complet al circuitului şi rezultatele experimentale semnificative.

CZ 621.31 .572

INVERTOR MONOFAZAT

Lazăr, Al. ş.a.: **Invertor monofazat pentru alimentarea de rezervă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 83

Se prezintă construcţia unui invertor monofazat, folosit pentru alimentarea unei staţii radio, avînd forma de undă compusă din trei trepte egale.

CZ 621.316: 681.5

CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE
SISTEME LOGICE SECVENŢIALE

Poşa, C., Chiper, D.: **Metodă unitară de sinteză a circuitelor secvenţiale utilizînd circuite bistabile de diferite tipuri.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 87

Utilizînd metoda simbolică, lucrarea prezintă modul de găsire a funcţiilor logice ce trebuie aplicate la intrările de comandă ale diferitelor tipuri de bistabile (*D, T, RS, JK*) pentru ca la ieşirea acestora să se obţină o funcţie logică dorită, cunoscută. Metoda fiind numerică, este aplicabilă direct programării pe calculator.

CZ 621.3: 523.8

CONSTELAŢII DE SEMNALE

Sterian, C.: **Calculul normei medii pentru constelaţiile de semnale din familia Campopiano-Glazer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 2, feb 1990, p. 90

Lucrarea prezintă formele exacte de calcul pentru norma medie a constelaţiilor de semnale din familia Campopiano-Glazer.

RECENZII 95

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGANUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 628.972: 628.936

ОСВЕЩЕНИЕ ВНУТРЕННЕЕ
МНОГОКРАТНЫЕ ОТРАЖЕНИЯ

Динкулеску, П.: **Единое представление многократных отражений и их учитывание во внутреннем освещений. 1. Феномены, терминология, оценка.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 6-5

Представляются единым способом феномены много кратных отражений в устройствах для внутреннего освещения, надлежащая терминология и необходимые качественные коэффициенты для оценки этих (коэффициент вида, коэффициент изменения, коэффициент конфигурации). Также подчеркивается, с практической точки зрения, что является достаточным охарактеризование обмена светового потока между отраженными поверхностями только с помощью коэффициента вида (связи).

УДК 621.316.9 : 621.3.016.34

ПЛАВКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ
НЕАДИАБАТНЫЙ РЕЖИМ

Сасу, М.: **Метод решения уравнения обогревания плавких элементов с переменным сечением в неадиабатном режиме.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 71

Работа представляет: установленный автором метод для решения основного уравнения обогревания плавких элементов с переменным сечением в режиме перенагрузки, дифференциальное уравнение второй степени, неоднородное, с частичными производными параболического типа; оригинальный метод для аналитического определения функции на границе $\varphi(t)$, а также аналитическое отношение для определения коэффициента K перехода тепла через боковую поверхность.

УДК 621.3.015: 621.187

МУЛЬТИВИБРАТОР
ШИРОКАЯ ЛЕНТА
ШИРОКАЯ ОБЛАСТЬ $V_{c.c.}$

Войкулеску, Е.: **Быстрые мультивибраторы с широкой областью напряжения питания.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 78

Работа описывает качественный мультивибратор, легко осуществлённый самыми доступными из собственных компонентов, которые генерируют одновременно прямоугольный сигнал. Цепь работает с напряжениями питания более 1,8 В и позволяет покрытие более 6 частотных декад, фракции Гц при нескольких МГц. Даётся полный расчёт цепи и наиболее хорошие экспериментальные результаты.

УДК 621.314.572

МОНОФАЗНЫЙ ИНВЕРТОР

Лазэр, Ал. и др.: **Монофазный инвертор для запасного питания.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 83

Представляется конструкция монофазного инвертора, использованного для питания радиостанции, имея форму волны, составленной из трёх равномерных ступеней.

УДК 621.316 : 681.5

ОПРОКИДЫВАЮЩАЯ ТРИГГЕРНАЯ СХЕМА
ЛОГИЧЕСКАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ
СИСТЕМА

Поша, К., Кипер, Д.: **Единый метод синтеза последовательных схем, используя опрокидывающие схемы разных типов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 87

Используя символический метод, работа представляет способ определения логических функций, которые должны быть применены на управляющие входы разных типов опрокидывающих (D, T, RC, JK), для того чтобы на выходе этих получалась желаемая логическая функция, уже известная. Метод являясь цифровым, применяется прямо в программировании на ЭВМ.

УДК 621.3 : 523.8

СОЗВЕЗДИЕ СИГНАЛОВ

Стериан, К.: **Расчёт средней нормы для созвездий сигналов из семейства Кампопиано-Глазера.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 38,** № 2, февраль 1990 г., стр. 90

Работа представляет точные формы вычисления для средней нормы созвездий сигналов из семейства Кампопиано-Глазера.

INHALT

DK 628.972: 628.936

INNENBELEUCHTUNG
INTERFLEXION

Dinculescu, P.: **Eine einheitliche Darstellung der Interflexionen und deren Betrachtung für die Innenbeleuchtung, Phenomäne, Terminologie, Auswertung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 65

Es werden in einheitlicher Weise Interflexionsphenomäne in Innenbeleuchtungsgeräte, die Terminologie und quantitative Faktoren notwendig für deren Auswertung, dargestellt (Formfaktor, Weschselkoeffizient, Konfiguratiensfaktor). Man zeigt, dass aus dem praktischen Gesichtspunkt notwendig wäre, den leuchtenden Flusswechsel zwischen den reflektierenden Oberflächen nur durch den Formfaktor zu charakterisieren.

DK 621.316.9: 621.3.016.34

SCHMELZBARE ELEMENTE
NICHTADIABATISCHES REGIME

Sasu, M.: **Berechnungsmethode der Warmungsgleichung für schmelzbare Elemente mit variablen Querschnitt im nicht adiabatischem Regime.**

E.E.A. — **Electrotchnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 71

Die Arbeit beschreibt eine Autorenmethode für die Berechnung der allgemeinen Erwärmungsgleichung der schmelzbaren Elemente mit variablen Querschnitt im Überlastungsregime, Differentialsgleichung, 2-ten Grades, nichthomogen, mit Teilabweichung parabolyschem Typs; eine originelle Methode für die analytische Bestimmung der Grenzfunktion $\varphi(t)$, als auch ein analytisches Verhältnis für die Bestimmung des Übertragungskoeffizienten K der Wärme, durch seitliche Oberfläche.

1990 OKT 3

DK 621.3.015: 621.187

MULTIVIBRATOR
BREITBAND
BREITES FELD V_{cc}

Voiculescu, E.: **Schnelle Multivibratoren im weiten Bereich der Versorgungsspannung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 78

Die Arbeit beschreibt einen performierbaren Multivibrator, der mit herkömmlichen Bestandteile leicht hergestellt wird und der gleichzeitig einen rechtwinkligen Signal generiert. Der Kreislauf ist mit grösseren Versorgungsspannungen von 1,8 V betriebsfähig und erlaubt die Bedeckung von über 6 Frequenzdekaden, von Hz-Bruchteile bei einigen MHz. Man ergibt die vollkommene Kreislaufberechnung und die wichtigsten experimentellen Ergebnisse.

DK 621.314.572

MONOPHASISHER INVERTER

Lazăr, Al. u.a.: **Monophasischer Inverter für die Reserveversorgung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 83

Man stellt den Aufbau eines monophasischen Inverter, der für die Versorgung einer Radiostation verwendet wird, wobei sie die Form einer mehrgliedrigen Quelle aus drei gleichen Stufen haben.

DK 621.316.681.5

BISTABILE KIPPBARE KREISLÄUFE
SEQUENTIELLE LOGISCHE SYSTEME

Paşa, C., Chiper, D.: **Einheitliche Synthesemethode der sequentionellen Kreisläufe, wobei bistabile Kreisläufe verschiedener Typen verwendet werden.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 87

Wenn man die symbolische Methode anwendet, stellt die Arbeit die Erfindungsart der logischen Funktionen die beim Steuerungseingang der verschiedenen bistabilen Typen verwendet werden (*D, T, RS, JK*), um bei deren Ausgang man die gewünschte bekannte, logische Funktion erhält, dar. Da die Methode numerisch ist, wird sie direkt an dem Rechner verwendet.

DK 621.3: 523.8

SIGNALKONSTELLATION

Sterian, C.: **Die mittlere Normenberechnung für Signalkonstellationen aus der Familie Campopiano-Glazer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 2, Feb 1990, S. 90

Die Arbeit beschreibt die richtigen Berechnungsformen für die mittleren Normen der Signalkonstellationen aus der Familie Campopiano-Glazer.

CONTENTS

DC 628.972: 629.936

INTERIOR LIGHTING
INTERREFLEXIONS

Dinculescu, P.: **A Unitary Presentation of Interreflexions and Their Consideration in Interior Lighting. I. Phenomenon Terminology, Evaluation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb. 1990, p. 65

The interreflecting phenomena in interior lighting plants, the afferent terminology, as well as the necessary quantitative factors (form factor, exchange coefficient, configuration factor) are unitary presented. From a practical point of view, it is sufficiently to characterize the eight flux exchange between the reflectant surfaces only by means of form factor (connection).

DC 621.316.9: 621.3.016.34

FUSIBLE ELEMENTS
NON-ADIABATIC STATE

Sasu, M.: **Solving Method for the Heating Equations of Fusible Elements with Variable Cross-Section in Non-adiabatic State.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, p. 71

This paper presents: a method established by the author in order to solve the general heating equations for fusible elements having variable section, in an overload state and the second order, nonhomogeneous differential equation with parabolic partial derivative; an original method for the analytical determination of the boundary function, $\varphi(t)$, as well as an analytical relation for the determination of heat transfer coefficient, K, through lateral surface.

DC 621.3.015: 621.187

MULTIVIBRATOR
WIDE BAND
WIDE RANGE V_{cc}

Voiculescu, E.: **Rapid Multivibrator with Wide Domain for Supply Voltage.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, p. 78

This paper describes a performant multivibrator, which can be easily manufactured with the most usual components and which simultaneously generates a rectangular signal. The circuit runs with supply voltages greater than 1,8 V and allows more than 6 frequency decades, containing fractions which start with Hz up to several MHz. The complete computation of the circuit and the significant experimental results are also presented.

DC 621.314.572

SINGLE-PHASE INVERTER

Lazăr, Al. s.o: **Single-phase Inverter for Additional Supply.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb. 1990, p. 83

The design of a single-phase inverter which can be used for radio station supply, having a three equal steps waveform is presented.

DC 621.316:681.5

BISTABLE TRIGGER CIRCUIT
SEQUENTIAL LOGIC SYSTEMS

Poşa, C., Chiper, D: **Unitary Synthesizing Method for Sequential Circuits using Different Types of Bistable Circuits.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, p. 87

Using the symbolic method, the paper presents the way to find the logical functions which should be applied at the control inputs of different bistable types *(D, T, RS, JK)* in order to get a given, known logical function at the outputs. The method, being a numerical one, is directly appliable in computer programming.

DC 621.3:523.8

SIGNAL CONSTELLATION

Sterian, C.: **Mean Rate Computation for Signal Constellation from the Campopiano-Glazer Family.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb. 1990, p. 90

The paper presents the exact computation forms for the rate of signal constellation in the Campopiano-Glazer family.

REVIEWS 95

SOMMAIRE

CD 628.972:628.936

ECLAIRAGE INTÉRIEUR
INTER-RÉFLEXIONS

Dinculescu, P: **Présentation unitaire des inter-réflexions et de leur consedération dans l'éclairage intérieur. I. Phénoméne, terminologie, évaluation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb. 1990, p. 65

On y présente d'une manére unitaire les inter-réflexions dans les installations d'éclairage intérieur, la terminologie afférente et les facteurs quantitatifs nécessaires à l'évaluation de celles-ci (facteur de férme, coefficient d'échange, facteur de configuration). On y démontre que du point de vue pratique il suffit de caractériser l'ochange de flux lumineux entre les surfaces réfléchissantes seulement par le facteur de forme (liaison).

CD 621.316.9:621.3.016.34

COMPOSANTS FUSIBLES
RÉGIME NON-ADIABATIQUE

Sasu, M: **Méthode pour résoudre l'équation de l'échauffement des éléments fusibles à section variable en régime non-adiabatique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, pg. 71

L'ouvrage présente: une méthode pour résoudre l'équation générale d'échauffement des composants fusibles à section variable en régime de surcharge, équation différentielle de second degré, non-homogéne, a dérivées partielles de type parabolique; une méthode originale pour la détermination analytique de la fonction de frontiére $\varphi(t)$ ainsi qu'une relation analytique pour déterminer le coefficient K de transfert de la chaleur par la surface latérale.

CD 621.3.015:621.187

MULTIVIBRATEUR
BANDE LARGE
PLAGE LARGE V_{cc}

Voiculescu, E.: **Multivibrateurs rapides à large domaine de la tension d'alimentation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, pg. 78

L'ouvrage décrit un multivibrateur performant, facilement réalisable par composants fabriqués en Roumanie, composants des plus usuels générant simultanément des signaux rectangulaires. Le circuit a un fonctionnement fiable a des tensions d'alimentation dépassant 1,8 V permettant qu'on assure 6 décades de fréquence, de fractions de Hz a quelques MHz. On y présente le calcul complet du circuit et les résultats expreimentaux significatifs.

CD 621.314.572

NVERSEUR MONOPHASÉ

Lazăr, Al. et al: **Inverseur monophasé pour alimentation de secours.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, p. 83

On y présente la construction d'un inverseur monophasé, employé pour alimenter une station radio, ayant une forme d'unde comportant trois échelons équivalents.

CD 621.316.681.5

CIRCUITS BASCULANTS BISTABLES
SYSTÈMES LOGIQUES SÈQUENTIELS

Poşa, C., Chiper, D.: **Méthode unitaire pour la synthèse des circuits séquentiels utilisant des circuits bistables de types différents.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb. 1990, pg. 87

Utilisant la méthode symbolique, l'ouvrage présente la modalité de dérivation des fonctions logiques devrant être appliquées aux entrées de comandem de divers types de circuits bistables (*D, T, RS, JK*) pour qu'a leur sortie on obtienne une fonction logique désirée, connue. La méthode étant numérique, elle peut être directement appliquée pour la programmation par ordinateur.

CD 621.3:523.8

CONSTELLATIONS DE SIGNAUX

Sterian, C: **Calcul de la norme moyenne pour les constellations de signaux de la famille Campopiano-Glazer.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** no. 2, Feb 1990, pg. 90

L'ouvrage présente les formes exactes de calcul pour la norme moyenne des constellations de signaux de la famille Campopiano-Glazer.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICII ŞI ELECTRONICII

Electrotehnica nr. 2

CZ 628.972:628.936

ILUMINAT INTERIOR
INTERREFLEXII

O prezentare unitară a interreflexiilor şi a considerării lor în iluminatul interior

I. Fenomene, terminologie, evaluare

PAUL DINCULESCU * — BUCUREŞTI

1. Consideraţii generale

Desfăşurarea optimă a activităţii de cercetare, proiectare şi instruire în iluminatul electric, ca de altfel în orice domeniu tehnic, presupune, înainte, de toate, o însuşire aprofundată a proceselor fizice care intervin, în scopul stabilirii tuturor interdependenţelor posibile. În acelaşi timp, este necesar să se folosească o terminologie unitară, clară şi cît mai simplă, care să facă posibil schimbul de informaţii la scară naţională şi internaţională. În sfîrşit, trebuie să se dispună de o metodologie de lucru adecvată, cît mai uşor de însuşit şi care să permită rezolvarea cu maximă operativitate a problemelor abordate şi să valorifice deplin experienţa acumulată.

Acestor scopuri încearcă să le servească lucrarea de faţă cu referire la problema interreflexiilor, una din problemele nu suficient de bine clarificate în documentaţia existentă în ţară, îndeosebi în cadrul standardelor de stat elaborate disparat de diverse instituţii şi între care nu se observă o corelarea satisfăcătoare.

O analiză de ansamblu a standardelor româneşti şi a unor lucrări publicate în domeniul iluminatului electric, în particular cu referire la problema menţionată, scoate în evidenţă deseori tendinţa de acceptare „ad literam" sau de aplicare inadecvată a unor documente sau documentaţii existente. Pe această linie se înscriu, de exemplu, ignorarea unor sinonime şi metodologii tradiţionale româneşti şi preluarea fără discernămînt a unor definiţii prea teoretice din documentele Comisiei Internaţionale de Iluminat sau a unor metodologii care nu corespund totdeauna scopului acestor documente de a constitui un instrument practic pentru o largă categorie de utilizatori.

Dată fiind această situaţie, devine utilă o prezentare unitară cît mai succintă a principalelor aspecte ale folosirii radiaţiei luminoase în instalaţiile de iluminat interior şi revederea terminologiei aferente.

Aşa cum se cunoaşte, prin *surse primare* de lumină se înţeleg acele surse care emit flux luminos ca urmare a unei transformări de energie care are loc pe suprafaţa sau în interiorul lor. Toate corpurile care primesc flux luminos de la sursele primare restituie în spaţiu, parţial, prin fenomenele de reflexie sau transmisie, fluxul luminos primit devenind *surse secundare* de lumină, excepţie făcînd, desigur, corpul negru (radiatorul integral) care constituie însă o idealizare.

În accepţiunea de mai sus, sursele primare de lumină în instalaţiile de iluminat sînt lămpile electrice. Lămpile se folosesc totdeauna montate în corpuri de iluminat, al căror sistem optic realizează redistribuirea în spaţiu a fluxului luminos al lămpilor pe principiul surselor secundare de lumină. Întrucît cele două elemente (lămpi şi corp) formează un tot unitar, în tehnica iluminatului electric se poate considera că sursele de lumină sînt, practic, corpurile de iluminat (echipate cu lămpi). Corpurile de iluminat uzuale, cu excepţia celor de dimensiuni mari şi foarte mari (panouri sau tavane luminoase), pot fi tratate ca şi cum ar constitui surse de lumină primare.

În instalaţiile de iluminat toate suprafeţele materiale reflectante care primesc flux luminos de la corpurile de iluminat devin surse secundare de lumină şi cum reflexia este, de regulă, difuză, poziţia relativă a suprafeţelor respective conduce totdeauna la un schimb reciproc de flux luminos. În cele ce urmează, suprafeţele vor fi considerate *perfect difuzante*, avînd luminanţa constantă în toate direcţiile.

Totalitatea reflexiilor radiaţiei luminoase între două sau mai multe suprafeţe reflectante se constituie în fenomenul de *reflexii mutuale* sau *interreflexii*. Pe o suprafaţă concavă, reflexiile mutuale între elementele de suprafaţă

* Conf. dr. ing. *Dinculescu, P.* — Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic Bucureşti.

constituente determină un proces de *reflexii multiple*.

Schimbul reciproc de flux luminos între suprafeţe se evaluează prin indicatori cantitativi. Pentru definirea acestora sînt necesare cîteva precizări, în scopul unificării terminologiei folosite şi al apropierii cît mai mult de sensul fizic.

Astfel, în conformitate cu recomandările Comisiei Electrotehnice Internaţionale (CEI), împărţirea a două mărimi fizice de aceeaşi natură constituie un *raport* iar rezultatul se defineşte ca un *factor* fără dimensiune, avînd ca unitate SI unu. Împărţirea a două mărimi de natură diferită defineşte un *cît* iar rezultatul se exprimă printr-un *coeficient* a cărui dimensiune respectiv unitate se determină prin împărţirea dimensiunilor respectiv unităţilor celor două mărimi.

Evident, definirea unor termeni referitori la procesele fizice se poate face pur matematic în scopul obţinerii unor relaţii convenabile în unele calcule. În practică este însă preferabil ca asemenea definiţii să pornească de la interpretarea fizică a fenomenelor, rezultînd relaţii mai uşor utilizabile în descrierea matematică a acestor fenomene.

2. Interreflexii în cazul a două suprafeţe plane sau convexe

Se consideră două suprafeţe plane sau convexe S_i respectiv S_j (fig. 1) de arii A_i respectiv A_j care se sprijină pe contururile Γ_i respectiv Γ_j şi care prezintă următoarele proprietăţi :

— sînt situate astfel încît toate punctele unei suprafeţe pot trimite radiaţie luminoasă în

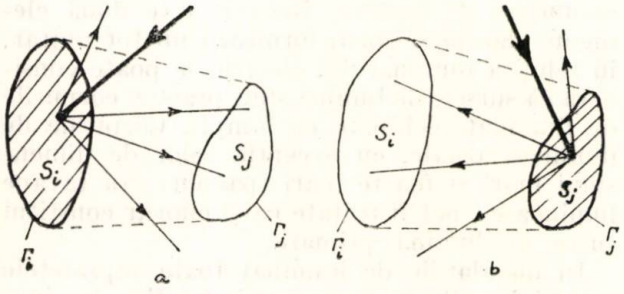


Fig. 1

toate punctele celeilalte suprafeţe (sînt „vizibile" din toate punctele respective);

— au emitanţele luminoase constante în toate punctele (reprezentînd, în general, valorile medii pe suprafeţe);

— sînt difuzante (în particular, perfect difuzante) fiind caracterizate prin factorii de reflexie ρ_i respectiv ρ_j diferiţi de zero, neselectivi şi constanţi pe întreaga suprafaţă (reprezentînd, în general, valorile medii în cazul suprafeţelor neomogene);

— primesc fluxurile luminoase Φ_{oi}, respectiv Φ_{oj} de la sursele de lumină primare.

Fluxul luminos primit, de exemplu, de suprafaţa S_i este (parţial) reflectat, în general în toate direcţiile, suprafaţa devenind emiţătoare; o fracţiune f_{ij} din fluxul reflectat ($f_{ij} < 1$) este interceptată de suprafaţa S_j (receptoare), suprapunîndu-se peste fluxul luminos primit anterior de aceasta. Simultan, pe suprafaţa S_j are loc un proces similar celui precedent în urma căruia suprafaţa S_i primeşte o fracţiune f_{ji} din fluxul reflectat de suprafaţa S_j ($f_{ji} < 1$). Desfăşurarea proceselor menţionate este ilustrată în figura 1 pentru o „rază" incidentă într-un punct al fiecărei suprafeţe. Fenomenele se repetă (teoretic infinit) determinînd în final stabilizarea practică a fluxului luminos pe suprafeţe la valorile Φ_i respectiv Φ_j, a fluxului reflextat la valorile Φ_{ri} respectiv Φ_{rj} şi a fluxului interceptat prin reflexii mutuale de cele două suprafeţe la valorlie Φ_{ji} respectiv Φ_{ij} (ordinea indicilor i, j corespunde sensului de propagare a radiaţiei luminoase).

În virtutea legilor de conservare, situaţia finală poate fi reprezentată în diagrama „energetică" din figura 2.

Fluxurile luminoase schimbate reciproc de cele două suprafeţe satisfac teorema reciproci-

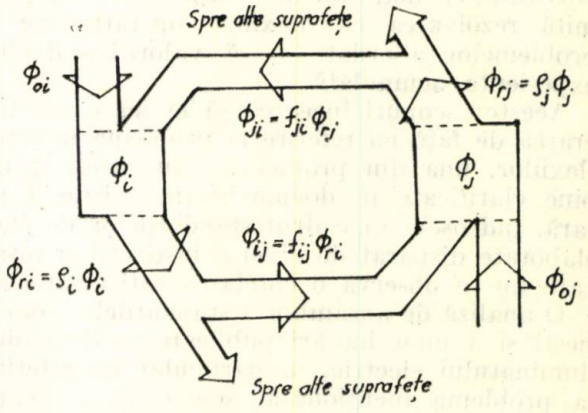


Fig. 2

tăţii [1], fluxurile primite fiind invers proporţionale cu luminanţele/emitanţele luminoase ale suprafeţelor receptoare :

$$\frac{\Phi_{ij}}{\Phi_{ji}} = \frac{L_i}{L_j} = \frac{M_i}{M_j}. \qquad (1)$$

Fracţiunea din fluxul luminos al suprafeţei emiţătoare care este primită de suprafaţa receptoare defineşte, (conform terminologiei CEI

și CIE [2]), *factorul de formă* între cele două suprafețe :

$$f_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{\Phi_{ri}}; \qquad f_{ji} = \frac{\Phi_{ji}}{\Phi_{rj}}. \tag{2}$$

Noțiunea „factor de formă" din [3], preluată prin traducere „mot à mot" din [2], nu este cea mai fericit aleasă întrucît în limba română sugerează numai influența formei suprafețelor în timp ce factorul respectiv depinde și de poziția relativă a acestora. Apare utilă folosirea ca sinonim a termenului *factor de legătură* între suprafețe care reflectă mai bine realitatea fizică (interacția dintre suprafețe prin radiație luminoasă).

Factorul de formă (legătură), care poate fi interpretat și ca *factor de utilizare a fluxului luminos al suprafeței emițătoare în raport cu suprafața receptoare* (și denumit ca atare), are drept caracteristici următoarele :

— este o mărime adimensională care depinde numai de geometria ansamblului suprafețelor (formele, dimensiunile și poziția relativă);

— are o valoare subunitară;

— ordinea indicilor i, j corespunde sensului de propagare a radiației luminoase (primul indice se referă la suprafața emițătoare iar cel de al doilea la suprafața receptoare), în concordanță cu sensul fizic;

— pentru două suprafețe se definesc doi factori de formă (legătură) și în general $f_{ij} \neq f_{ji}$.

Pornind de la definiție (2) și folosind teorema reciprocității (1) se poate stabili relația (3) între factorii de legătură corespunzători celor două suprafețe :

$$f_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{\Phi_{ri}} = \frac{1}{\Phi_{ri}} \cdot \Phi_{ji} \frac{M_i}{M_j} = \frac{1}{\Phi_{ri}} \cdot \Phi_{ji} \frac{\Phi_{ri}/A_i}{\Phi_{rj}/A_j} =$$

$$= \frac{\Phi_{ji}}{\Phi_{rj}} \frac{A_j}{A_i} = f_{ji} \frac{A_j}{A_i}$$

$$f_{ij} A_i = f_{ji} A_j. \tag{3}$$

Pe aceeași bază este posibilă și o altă definire cantitativă a factorului de formă (legătură) :

$$f_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{\Phi_{ri}} = \frac{\Phi_{ij}}{M_i A_i} = \frac{\bar{E}_j}{M_i},$$

$$f_{ji} = \frac{\Phi_{ji}}{\Phi_{rj}} = \frac{\Phi_{ji}}{M_j A_j} = \frac{\bar{E}_i}{M_j}. \tag{4}$$

Conform relațiilor (4), factorii de formă (legătură) între suprafețele S_i și S_j se definesc ca raportul dintre iluminarea *medie* produsă pe suprafața receptoare S_j (sau S_i) de către fluxul luminos al suprafeței emițătoare S_i (sau S_j) și emitanța luminoasă a suprafeței emițătoare S_i (sau S_j). Această definiție, formulată în spiritul [2] și [3], este însă mai dificil de utilizat în practica de proiectare a iluminatului fiind utilă, de regulă, în stabilirea expresiilor de calcul pentru factorii de formă (legătură) pornind de la expresia iluminării E_{ij} respectiv E_{ji} într-un punct pe suprafața receptoare :

$$f_{ij} = \frac{1}{M_i} \int_{S_j} E_{ij} \cdot dA_j,$$

$$f_{ji} = \frac{1}{M_j} \int_{S_i} E_{ji} \cdot dA_i. \tag{5}$$

Pentru deducerea relațiilor de calcul necesare în proiectare sînt mai utile expresiile (2).

Schimbul reciproc global de flux luminos între două suprafețe perfect difuzante S_i și S_j poate fi caracterizat și prin *coeficientul de schimb*, definit în [2] drept cîtul dintre fluxul luminos pe care suprafața S_i (sau S_j) îl trimite pe suprafața S_j (sau S_i) și emitanța luminoasă a suprafeței S_i (sau S_j). Cu convenția stabilită anterior privind notarea cu doi indici a mărimilor de legătură între suprafețe, relația de definiție a coeficientului de schimb se scrie :

$$g_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{M_i}; \qquad g_{ji} = \frac{\Phi_{ji}}{M_j}, \tag{6}$$

iar caracteristicile sale sînt următoarele :

— este o mărime dimensională, avînd dimensiune de arie și unitate m^2 (depinde de întinderea geometrică a fasciculului luminos delimitat de contururile celor două suprafețe și deci de ariile acestora);

— cei doi coeficienți de schimb definiți pentru cele două suprafețe sînt, conform relației (1), identici și, prin urmare, ordinea indicilor nu contează :

$$g_{ij} = g_{ji}. \tag{7}$$

Coeficientul de schimb poate fi interpretat drept aria porțiunii din suprafața emițătoare care trimite tot fluxul luminos pe suprafața receptoare.

Așa cum va rezulta în continuare, utilizarea coeficientului de schimb nu este neapărat necesară atît în calculele practice cît și în demonstrațiile teoretice și deci se poate renunța la ea.

Schimbul local de flux luminos între două suprafețe perfect difuzante S_i și S_j este caracterizat prin *factorul de configurație* definit [2] ca raportul dintre iluminarea *într-un punct* al suprafeței S_j (sau S_i) produsă de fluxul luminos primit de la suprafața S_i (sau S_j) și emitanța

umino asă a suprafeţei S_i (sau S_j) :

$$c_{ij} = \frac{E_j}{M_j}\,;\; c_{ji} = \frac{E_i}{M_j} \tag{8}$$

şi care se bucură de următoarele proprietăţi :
— este adimensional ;
— ordinea indicilor corespunde sensului propagării radiaţiei luminoase şi $c_{ji} \neq c_{ij}$.

Factorul de configuraţie sau, sinonim, *factorul de poziţie* poate fi definit, mai aproape de sensul fizic, ca un factor de interacţie între un element al suprafeţei emiţătoare (de exemplu, S_i) şi suprafaţa receptoare (de exemplu, S_j), reprezentînd fracţiunea din fluxul luminos emis de elementeul de arie dA_i al suprafeţei emiţătoare primită de suprafaţa receptoare (fig. 3) :

$$c_{ij} = \frac{d\Phi_{ij}}{d\Phi_{ri}}\,. \tag{9}$$

Relaţia (9) se deduce din relaţia (8), sau, invers, utilizînd teorema reciprocităţii (1).

Factorul de configuraţie (de poziţie) definit cu relaţiile (8) poate fi util uneori în calculul iluminării produse în diverse puncte ale unei

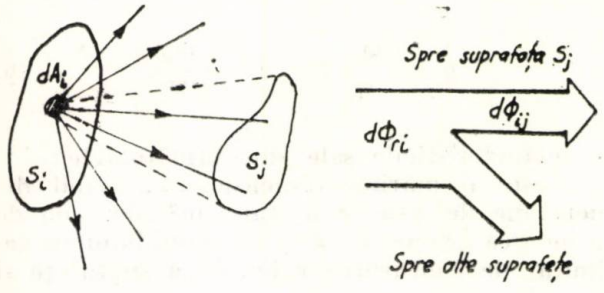


Fig. 3

suprafeţe de către o altă suprafaţă luminoasă dacă se dispune de tabele precalculate dar, în general, nu este neapărat necesar în practică.

În concluzie, este practic suficient să se caracterizeze schimbul de flux luminos între suprafeţe reflectante numai prin factorul de formă (legătură).

3. Reflexii multiple pe o suprafaţă concavă

Fie (fig. 4) o suprafaţă S_i de arie A_i concavă, difuzantă (în particular, perfect difuzantă), caracterizată prin factorul de reflexie ρ_i neselectiv şi constant (eventual considerat ca valoare medie) şi prin emitanţa luminoasă M_i constantă în toate punctele şi fie S_j de arie A_j suprafaţa deschiderii. Suprafaţa S_i primeşte de la sursele de lumină fluxul luminos Φ_{oi}.

Ca urmare a reflexiei difuze, la prima reflexie fluxul luminos reflectat este parţial interceptat de suprafaţa S_i, restul fiind trimis în exteriorul suprafeţei prin suprafaţa deschiderii S_j. La rîndul său, fluxul luminos reinter-

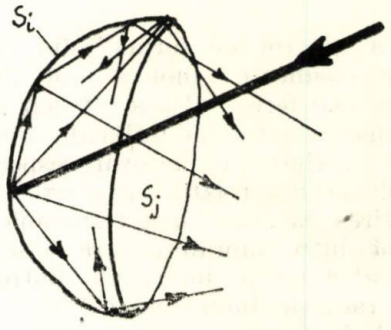


Fig. 4

ceptat de suprafaţa S_i suferă o nouă reflexie ca rezultat al căreia o parte cade din nou pe suprafaţa S_i şi fenomenul se repetă (teoretic, infinit) pînă cînd pe suprafaţa S_i se stabili-

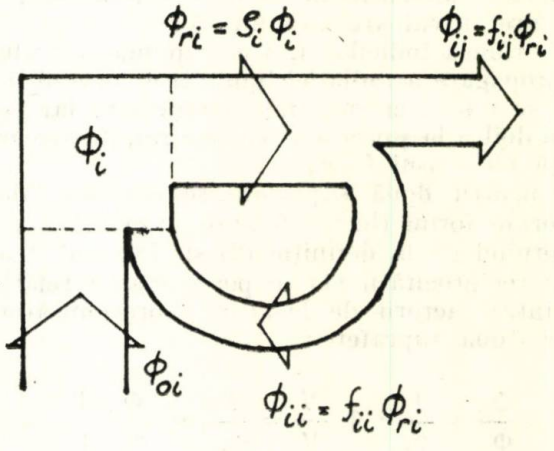


Fig. 5

zează un flux luminos Φ_i constituit din fluxul luminos iniţial Φ_{oi} şi fluxul luminos primit prin reflexii multiple Φ_{ii} iar prin suprafaţa deschiderii este trimis în exterior fluxul luminos Φ_{ij}. Pentru o „rază" incidentă procesul de reflexii multiple pe suprafaţa S_i este redat în figura 4 iar situaţia finală este reprezentată „energetic" în figura 5.

Similar cazului a două suprafeţe, se pot defini :

— factorul de formă (legătură) propriu (în raport cu ea însăşi) al suprafeţei S_i :

$$f_{ii} = \frac{\Phi_{ii}}{\Phi_{ri}}\,; \tag{10}$$

— factorul de formă (legătură) între suprafeţele S_i şi S_j :

$$f_{ij} = \frac{\Phi_{ij}}{\Phi_{ri}}\,. \tag{11}$$

În plus, se definește *factorul de reflexii multiple* pe suprafața S_i ca raportul dintre fluxul luminos stabilizat pe suprafață în urma procesului de reflexii multiple și fluxul luminos primit de suprafață prin aria deschiderii :

$$\varkappa = \frac{\Phi_i}{\Phi_{oi}}. \tag{12}$$

Factorul de reflexii multiple este o caracteristică a suprafeței și se calculează în funcție de factorul de formă (legătură) propriu și de factorul de reflexie al suprafeței. Din relațiile de definiție (10 și (12) și din figura 4 rezultă :

$$\varkappa = \frac{\Phi_i}{\Phi_{oi}} = \frac{\Phi_{oi} + \Phi_{ii}}{\Phi_{oi}} = 1 + \frac{f_{ii}\Phi_{ri}}{\Phi_{oi}} =$$

$$= 1 + f_{ii}\rho_i \frac{\Phi_i}{\Phi_{oi}} = 1 + f_{ii}\rho_i \varkappa,$$

de unde :

$$\varkappa = \frac{1}{1 - f_{ii}\rho_i}. \tag{13}$$

Se observă că factorul de reflexii multiple este supraunitar ceea ce semnifică faptul că reflexiile multiple conduc la creșterea emitanței luminoase a suprafeței concave (creșterea aparentă a emitanței se explică prin inerția fiziologică a ochiului care nu poate percepe individual fiecare impuls luminos).

În cazul particular al suprafeței concave, factorul de formă (legătură) între suprafață și suprafața deschiderii (suprafață nematerială!) se calculează simplu pornind de la constatarea că, privite din exterior, suprafețele S_i și S_j apar ca având aceeași luminanță, deci aceeași emitanță luminoasă ($M_i = M_j$). Scriind expresia fluxului luminos care părăsește suprafața, o dată cu referire la suprafața S_i și apoi cu referire la suprafața S_j rezultă:

$$M_j A_j = M_i A_i f_{ij}, \tag{14}$$

de unde :

$$f_{ij} = \frac{A_j}{A_i}.$$

4. Interreflexii între o suprafață concavă și o suprafață plană sau convexă

În acest caz, fluxul luminos Φ_i stabilizat pe suprafața concavă S_i rezultă prin suprapunerea fluxului luminos Φ_{ji} primit prin schimb de la suprafața S_j și fluxului luminos Φ_{ii} primit prin reflexii multiple pe suprafața concavă peste fluxul luminos Φ_{oi} primit direct de suprafața concavă. Diagrama „energetică" este reprezentată în figura 6.

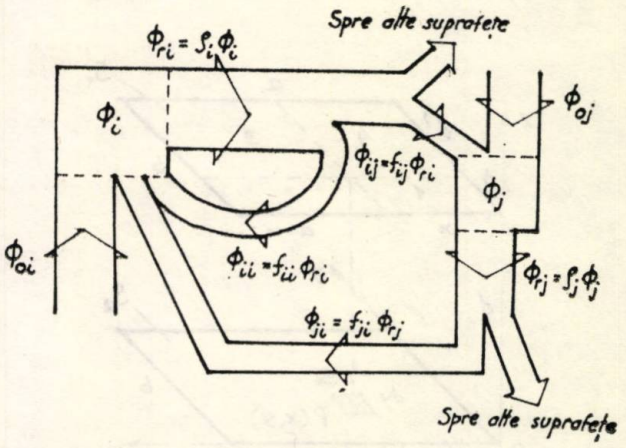


Fig. 6

5. Interreflexii într-o incintă delimitată de suprafețe difuzante

Întrucît cele n suprafețe reflectante formează o suprafață închisă, condiția de conservare a fluxului luminos impune ca fluxul luminos emis (reflectat) de una din suprafaețe să se regăsească integral pe celelatle suprafețe, inclusiv pe suprafața respectivă dacă aceasta este concavă :

$$\Phi_{ri} = \sum_{j=1}^{n} \Phi_{ij}. \tag{15}$$

Ținînd seama de relația (2), rezultă :

$$\Phi_{ri} = \sum_{j=1}^{n} f_{ij}\Phi_{ri} = \Phi_{ri}\sum_{j=1}^{n} f_{ij}$$

și deci :

$$\sum_{j=1}^{n} f_{ij} = 1. \tag{16}$$

Similar se arată că :

$$\sum_{i=1}^{n} f_{ji} = 1. \tag{17}$$

Expresiile (16) și (17) arată că suma factorilor de formă (legătură) ai unei suprafețe în raport cu celelalte suprafețe este totdeauna egală cu unu. Această constatare permite, printre altele, determinarea factorilor de formă (legătură) între suprafețe de forme și poziții relative mai complicate pornind de la factorii de formă (legătură) în cazuri mai simple.

6. Factorul de formă (legătură) pentru două suprafețe dreptunghiulare paralele, egale

Asemenea suprafețe se întîlnesc în toate instalațiile de ilum nat interior și, așa cum se va arăta ulterior, toți factorii de formă (legătură)

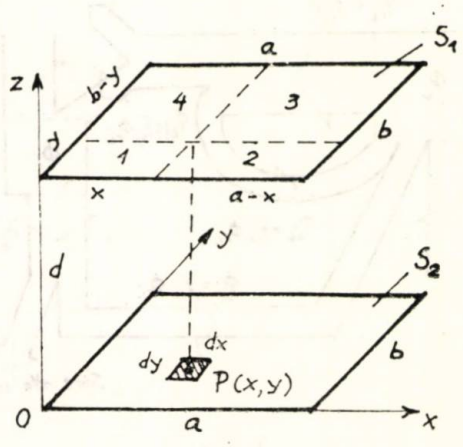


Fig. 7

între suprafețele acestor instalații se pot exprima în funcție de factorii de formă (legătură) între suprafețe paralele identice, ca cele prezentate în figura 7.

Factorul de formă (legătură) între suprafețele S_1 și S_2 se calculează pornind de la expresiile (5). Atașînd ansamblului celor două suprafețe sistemul de coordonate $Oxyz$, iluminarea medie pe suprafața S_2 produsă de suprafața S_1 se obține considerînd că iluminarea într-un punct $P(x, y)$ este suma iluminărilor produse de cele patru panouri dreptunghiulare determinate pe suprafața S_1 de poziția punctului P.

Utilizînd formulele cunoscute pentru iluminarea produsă de panouri dreptunghiulare perfect difuzante (la care $M = \pi L$) [1], rezultă :

$$f_{12} = \frac{1}{M_1} \cdot \frac{1}{A_2} \int_{S_2} E dx dy =$$

$$\frac{1}{M_1 ab} \int_{x=0}^{a} \int_{y=0}^{b} \frac{M_1}{2\pi} \sum_{i=1}^{4} \left(\frac{x_i}{\sqrt{d^2 + x_i^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{y_i}{\sqrt{d^2 + x_i^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{y_i}{\sqrt{d^2 + y_i^2}} \operatorname{arc\,tg} \frac{x_i}{\sqrt{d^2 + y_i^2}} \right) dx dy.$$

Efectuînd calculele, se obține [4] :

$$f_{12} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sqrt{a^2 + d^2}}{a} \operatorname{arc\,tg} \frac{b}{\sqrt{a^2 + d^2}} + \right.$$

$$+ \frac{\sqrt{b^2 + d^2}}{b} \operatorname{arctg} \frac{a}{\sqrt{b^2 + d^2}} - \frac{d}{a} \operatorname{arc\,tg} \frac{b}{d} -$$

$$\left. - \frac{d}{b} \operatorname{arc\,tg} \frac{a}{d} + \frac{d^2}{2ab} \ln \frac{(a^2 + d^2)(b^2 + d^2)}{d^2(a^2 + b^2 + d^2)} \right]. \quad (18)$$

Sistemul fiind simetric $f_{12} = f_{21}$.

7. Cu privire la evaluarea practică a interreflexiilor în instalațiile de iluminat

Considerarea interreflexiilor în instalațiile de iluminat interior trebuie să se bazeze pe un model și pe o serie de ipoteze de calcul. Întrucît ipotezele simplificatoare admise sînt uneori destul de grosiere iar mărimile fotometrice utilizate în calcule sînt furnizate cu abateri apreciabile, este preferabil ca modelul adoptat să fie cît mai simplu astfel încît să nu se complice inutil relațiile de calcul.

În activitatea actuală de proiectare se recurge practic totdeauna la folosirea unor tabele cu valori precalculate ale unor mărimi în funcție de un set de date. Datele de intrare reprezentînd valori discrete, sînt necesare una sau mai multe interpolări iar condițiile reale din instalație impun folosirea unor coeficienți de corecție. Tabelele precalculate sînt o reminiscență a vremurilor cînd mijloacele de calcul erau puțin evoluate, tinzînd să devină anacronice pe măsură ce tehnica de calcul modernă pătrunde tot mai mult în fiecare atelier de proiectare. Utilizarea calculatoarelor, chiar a celor mai simple, permite calculul direct al mărimilor sau parametrilor care interesează și dă posibilitatea analizării într-un timp rezonabil a mai multor variante. Pentru aceasta este necesar să se dispună de relații analitice de calcul pentru mărimile sau parametrii ce caracterizează instalația.

Este, de asemenea, util să se analizeze în ce măsură diversele proceduri de calcul existente diferă între ele pentru a se selecta cele într-adevăr specifice și, eventual, a se unifica cele similare.

Pentru satisfacerea cerințelor menționate, în continuarea lucrării de față vor fi abordate în mod unitar problemele legate de relațiile între mărimile luminoase caracteristice în cadrul unui model acceptabil al instalației de iluminat, de stabilire a expresiilor de calcul al mărimilor și parametrilor instalației și de metodologiile de calcul recomandate.

Bibliografie

[1] *Cohu, M.* Photométrie. Eclairage intérieur et extérieur. Masson et Cie, 1966.
[2] CEI Publication 50—845—09 (1987). Vocabulaire international de l'éclairage.
[3] STAS 2849/7-89. Iluminat. Tehnica iluminatului. Terminologie.
[4] *Dinculescu, P.* Schimbul de flux luminos între suprafețe în instalațiile de iluminat. În: Conferința națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982, vol. 7, p. 33—45.

CZ 621.316.9: 621.3.016.34

Metodă de rezolvare a ecuației încălzirii elementelor fuzibile cu secțiune variabilă în regim nediabatic

MIMI SASU * — BUCUREȘTI

Lista simbolurilor

γ — masa specifică, kg/m³;
c — căldura specifică, $Ws/(kg.°C)$;
λ — coeficientul de conductivitate termică, $W/(m.°C)$;
K — coeficientul de transfer al căldurii prin suprafața laterală, $W/(m^2.°C)$;
ρ — rezistivitatea elementului fuzibil, Ωm;
J — densitatea curentului electric, A/m²;
l_x — lungimea periferică a conductorului (perimetrul), m;
A_x — aria secțiunii transversale a conductorului, m²;
θ_a — temperatura mediului ambiant, °C;
θ — temperatura elementului fuzibil, °C;
ρ_0 — rezistivitatea elementului fuzibil la 0°C, Ωm;
α_0 — coeficientul de variație a rezistivității, în funcție de temperatură, la 0°C, 1/°C;
g — grosimea benzii fuzibile, m;
y — jumătate din lățimea variabilă a benzii fuzibile, m;
b — jumătate din lățimea maximă a benzii fuzibile, m;
a — jumătate din lățimea minimă a benzii fuzibile, m;
r — raza perforației, m;
i — valoarea instantanee a curentului care trece prin elementul fuzibil, A;
I — valoarea eficace a curentului în regim nominal, A;
I_0 — valoarea eficace a curentului în regim de suprasarcină, A;
θ_0 — temperatura inițială a elementului fuzibil, °C;
t_s — timpul corespunzător încercării elementului fuzibil în regim de suprasarcină (de pornire a motoarelor), s;
θ_s — temperatura elementului fuzibil în punctul $x = 0$ și pentru $t = t_s$, °C;
θ_f — temperatura de topire a elementului fuzibil, °C;
t_f — timpul necesar pentru ca temperatura elementului fuzibil să atingă temperatura sa de topire, θ_f, în punctul $x = 0$, s;
θ_{max} — temperatura maximă la care poate ajunge elementul fuzibil, °C;
T — constantă de timp, s;
n — numărul de diviziuni ale intervalului $[0, r]$;
Δx — pasul de discretizare;
N — numărul de ecuații ale sistemului obținut prin discretizare.

1. Prezentarea problemei

Siguranțele electrice formează o clasă de aparate electrice de protecție indispensabile pentru echipamentele electrice și energetice. Diferitele tipuri de echipamente electrice protejate, care cer tipuri diferite de caracteristici de protecție și de funcționare, au condus la necesitatea dezvoltării — în afară de siguranțele electrice de uz general — a altor tipuri de siguranțe electrice cu caracteristici timp-curent specifice circuitelor electrice care includ motoare, condensatoare de putere, transformatoare [1], ... [..., [4].

În particular, siguranțele electrice destinate să protejeze circuite care includ motoare trebuie să suporte, fără să se deterioreze, curentul de pornire al motorului și, în același timp, ele trebuie să asigure o protecție bună la scurtcircuit.

Din punct de vedere al dimensionării elementelor fuzibile, cele două cerințe sînt contradictorii. Astfel, pentru a putea să suporte curentul de pornire a motorului, elementul fuzibil trebuie să aibă o secțiune transversală mare pentru a nu se deteriora în decursul pornirii motorului, deconectînd în mod inutil circuitul. Pe de altă parte, în cazul unui scurtcircuit, siguranța electrică trebuie să aibă un timp de răspuns cît mai scurt posibil pentru a reduce efectele termice și electrodinamice; în consecință, elementul fuzibil trebuie să aibă o secțiune transversală mică.

Aceste două cerințe, precum și cerința ca în regim de funcționare normală siguranța electrică să suporte curentul nominal, sînt necesare pentru stabilirea caracteristicii de protecție și anume caracteristica timp-curent. În scopul obținerii unei caracteristici timp-curent adecvată, care implică o dimensionare corectă a elementelor fuzibile, este necesar să se studieze încălzirea lor în regim nominal, de suprasarcină și de scurtcircuit.

Cînd se determină forma și dimensiunile elementului fuzibil trebuie să se considere, de

* Dr. ing. *Mimi Sașu* este cercetător științific principal în Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică, ICPE, București.

asemenea, supratensiunile de comutaţie. În scopul micşorării lor, elementele fuzibile sînt proiectate cu o secţiune variabilă; apar astfel mai multe vîrfuri de supratensiuni de comutaţie de amplitudine mai mică.

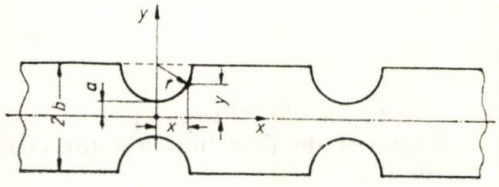


Fig. 1. Elementul fuzibil.

În decursul unei lucrări de cercetare efectuată în LACMT-ICPE, pentru realizarea unor siguranţe fuzibile limitatoare de curent, cu secţiune variabilă: $U_n = 6$ kV; $I_n = 100, \ldots, 250$ A, s-a considerat un element fuzibil cu secţiune transversală variabilă, în formă de bandă cu perforaţii circulare ca în figura 1 şi s-a pus problema studierii încălzirii lui în cele trei regimuri de funcţionare care interesează în proiectarea siguranţelor: nominal, de scurtcircuit şi de suprasarcină. Lucrarea de faţă prezintă o metodă originală stabilită de autoare pentru rezolvarea ecuaţiei încălzirii elementelor fuzibile cu secţiune variabilă în regim de suprasarcină [5].

2. Ecuaţia diferenţială a încălzirii elementului fuzibil cu secţiune variabilă

Pornind de la ecuaţia lui Fourier pentru conducţia căldurii prin corpuri solide, considerînd de asemenea transferul de căldură prin convecţie conform legii lui Newton [6] şi presupunînd că temperatura elementului fuzibil variază numai cu lungimea lui (lăţimea elementului fuzibil este mult mai mică decît lungimea lui iar, grosimea este neglijabilă), se obţine următoarea ecuaţie generală pentru încălzirea unui element fuzibil cu secţiune variabilă [7]:

$$\gamma c \frac{\partial \theta(x,\ t)}{\partial t} = \lambda \frac{\partial^2 \theta(x,\ t)}{\partial x^2} + \rho(\theta) J^2(x,\ t) - K(\theta)(\theta(x,\ t) - \theta_a) \cdot \frac{l_x}{A_x}. \tag{1}$$

Parametrii γ, c şi λ pot fi consideraţi ca fiind constanţi, deoarece ei au numai o mică variaţie cu temperatura. În ceea ce priveşte variaţia rezistivităţii ρ în funcţie de temperatură, ea este importantă şi poate fi considerată ca fiind parabolică sau liniară. Întrucît diferenţa între aceste două tipuri de variaţie este mică şi, în scopul simplificării calculelor, se alege forma liniară cunoscută:

$$\rho(\theta) = \rho_0(1 + \alpha_0\theta). \tag{2}$$

Coeficientul K de transfer al căldurii prin suprafaţa laterală variază de asemenea în funcţie de temperatură. Datorită faptului că este dificil să se determine experimental această variaţie din cauza formei şi dimensiunilor elementului fuzibil, autoarea a stabilit o relaţie analitică pentru determinarea coeficientului K [5], relaţie ce va fi prezentată în paragraful următor.

Pentru densitatea de curent $J(x, t)$ din ecuaţia (1), în cazul unui element fuzibil cu secţiune variabilă, cu perforaţii circulare (fig. 1), se stabileşte expresia dată mai jos:

$$J(x,\ t) = \frac{i(t)}{A_x} = \frac{i(t)}{2yg} = \frac{i(t)}{2g(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})}, \tag{3}$$

unde:

$$y = b - \sqrt{r^2 - x^2} = r + a - \sqrt{r^2 - x^2},$$

iar pentru raportul l_x/A_x, dacă se neglijează grosimea benzii fuzibile faţă de lăţimea sa, se obţine relaţia:

$$\frac{l_x}{A_x} = \frac{2(2y + g)}{2yg} \cong \frac{2}{g}. \tag{4}$$

Luînd în consideraţie relaţiile prezentate mai sus, ecuaţia generală a încălzirii elementelor fuzibile cu secţiune variabilă, pentru cazul istmurilor din figura 1, va fi [7]:

$$\gamma c \frac{\partial \theta(x,\ t)}{\partial t} = \lambda \frac{\partial^2 \theta(x,\ t)}{\partial x^2} + \rho_\theta(1 + \alpha_0\theta(x,\ t)) \cdot \frac{i^2(t)}{4g^2(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})^2} - \frac{2}{g} K(\theta(x,\ t) - \theta_a). \tag{5}$$

Cînd se proiectează siguranţe pentru protecţia circuitelor cu motoare, prezintă un interes deosebit încălzirea produsă prin curentul care corespunde la un timp de 10 s pe caracteristica timp-curent, corespunzătoare regimului de pornire a motoarelor. În acest caz, valoarea instantanee a curentului $i(t) = \sqrt{2}\, I \sin \omega t$ din ecuaţia (5) poate fi înlocuită prin valoarea eficace a curentului de suprasarcină, I_0. Ca urmare, ecuaţia încălzirii elementului fuzibil cu secţiune variabilă, în regim de pornire a motoarelor, devine [5]:

$$\gamma c \frac{\partial \theta(x,\ t)}{\partial t} = \lambda \frac{\partial^2 \theta(x,\ t)}{\partial x^2} + \rho_0(1 + \alpha_0\theta(x,\ t)) \cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})^2} - \frac{2}{g} K(\theta(x,\ t) - \theta_a). \tag{6}$$

3. Determinarea condițiilor inițiale și la limită

În scopul rezolvării ecuației (6), care este o ecuație diferențială cu derivate parțiale de tip parabolic este necesar, în primul rînd, să se determine condițiile inițiale și la limită :

$$\theta(x, 0) = \chi(x), \tag{7}$$

$$\theta(0, t) = \psi(t), \tag{8}$$

$$\theta(r, t) = \varphi(t). \tag{9}$$

Întrucît încercarea în regim de pornire a motoarelor se face la temperatura ambiantă, temperatura inițială $\chi(x)$ a elementului fuzibil este constantă pe toată lungimea lui :

$$\chi(x) = \theta_0. \tag{10}$$

În scopul realizării unei serii de siguranțe de medie tensiune, cu elemente fuzibile din argint, cu secțiune variabilă, de tip motor, s-a pus problema determinării temperaturii elementului fuzibil, $\theta_s(x, t)$ în punctul $x = 0$, unde secțiunea istmului este minimă (fig. 1) și pentru $t_s = 10$ s, corespunzător regimului de pornire a motoarelor. De asemenea, prezintă interes determinarea timpului t_f necesar pentru ca temperatura $\theta(x, t)$ să ajungă la temperatura de topire a elementului fuziblil θ_f, în punctul $x = 0$.

Din cele menționate mai sus rezultă că funcția $\psi(t) = \theta(0, t)$ este necunoscută. Mai mult, nici funcția pe frontieră $\varphi(t) = \theta(r, t)$ nu este cunoscută și, în consecință, trebuie determinată.

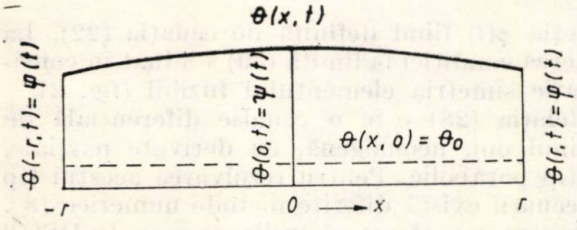


Fig. 2. Condițiile la limită.

3.1. Determinarea primei condiții la limită

Dacă se iau în considerație forma și simetria elementului fuzibil din figura 1, este logic să se considere că temperatura $\theta(x, t)$ va atinge valoarea sa maximă θ_{max} în punctul $x = 0$ (unde secțiunea istmului este minimă), așa cum se prezintă schematic în figura 2. Astfel, condiția la limită (8) poate fi scrisă sub forma :

$$\left.\frac{\partial\theta(x, t)}{\partial x}\right|_{x=0} = 0. \tag{11}$$

3.2. Determinarea celei de a doua condiții la limită

În scopul determinării condiției la limită $\varphi(t)$, în cazul încălzirii elementului fuzibil în regim de pornire a motoarelor, autoarea a stabilit

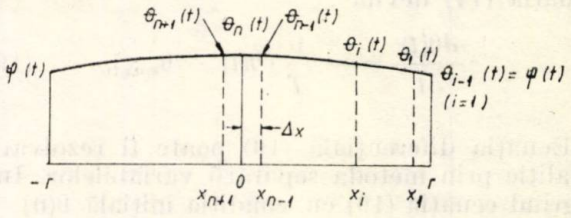


Fig. 3. Discretizarea spațiului „x" în intervalul $[0, r]$,

o metodă de calcul analitic [5], pe baza următoarei observații : datorită faptului că supracurenții de încercare sînt relativ mici (de trei sau de patru ori curentul nominal) se poate considera că transferul de căldură prin suprafața laterală a elementului fuzibil este predominant și astfel, la o primă aproximație, transferul longitudinal de căldură poate fi neglijat :

$$\lambda \frac{\partial^2\theta(x, t)}{\partial x^2} = 0. \tag{12}$$

Reiese că ecuația generală a încălzirii poate fi scrisă sub forma :

$$\gamma c \frac{\partial\theta(x, t)}{\partial t} = \rho_0(1 + \alpha_0\theta(x, t)) \cdot$$

$$\cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})^2} - \frac{2}{g} K(\theta(x, t) - \theta_a). \tag{13}$$

Dacă ecuația diferențială (13) este scrisă pentru punctul $x = r$, conform condiției la limită (9), se obține :

$$\gamma c \frac{d\theta(t)}{dt} = \rho_0(1 + \alpha_0\theta(t)) \cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r + a)^2} -$$

$$- \frac{2}{g} K(\theta(t) - \theta_a). \tag{14}$$

Utilizînd următoarele notații :

$$\frac{1}{T_1} = \frac{\alpha_0\rho_0}{\gamma c} \cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r + a)^2}, \tag{15}$$

$$\frac{1}{T_2} = \frac{2}{\gamma c g} K, \tag{16}$$

$$\frac{1}{T} = \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}, \tag{17}$$

$$\theta_{max} = T\left(\frac{1}{\alpha_0 T_1} + \frac{\theta_a}{T_2}\right), \tag{18}$$

ecuația (14) devine :

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = -\frac{1}{T}(\theta(t) - \theta_{max}). \tag{19}$$

Ecuația diferențială (19) poate fi rezolvată analitic prin metoda separării variabilelor. Integrînd ecuația (19) cu condiția inițială $\theta(0) = \theta_0$, se obține soluția :

$$\theta(t) = \theta_{max} - (\theta_{max} - \theta_0) \cdot \exp(-t/T). \tag{20}$$

Se poate considera că această soluție reprezintă expresia analitică a funcției pe frontieră $\theta(x, t)$ pentru $x = r$, care corespunde ecuației generale a încălzirii (6).

Din considerente fizice se impune condiția ca temperatura maximă pe care o poate atinge elementul fuzibil să fie egală cu temperatura lui de topire :

$$\theta_{max} = \theta_f. \tag{21}$$

Rezultă că expresia finală a funcției pe frontieră $\varphi(t)$ din relația (9) va fi :

$$\varphi(t) = \theta_f - (\theta_f - \theta_0) \cdot \exp(-t/T). \tag{22}$$

Dacă se ia în considerație condiția (21), pe baza relațiilor (15), . . .,(18) se poate determina expresia analitică a coeficientului de transfer K prin suprafața laterală. Efectuînd calculele se obține :

$$K = \frac{\alpha_0 \rho_0 g}{2} \cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r+a)^2} \cdot \frac{\theta_f + 1/\alpha_0}{\theta_f - \theta_a}. \tag{23}$$

În sfîrșit, cu ajutorul relațiilor (15), . . .,(17) se determină expresia analitică a constantei de timp T, care apare în ecuația (22) a funcției la limită $\varphi(t)$:

$$\frac{1}{T} = \frac{2}{\gamma c g} K - \frac{\alpha_0 \rho_0}{\gamma c} \cdot \frac{I_0^2}{4g^2(r+a)^2}. \tag{24}$$

Analizînd relațiile (23) și (24) se poate vedea că, atît coeficientul global K, cît și constanta de timp T, vor avea diferite valori în funcție de curenții de încercare și de dimensiunile elementului fuzibil.

4. Algoritmul de rezolvare a ecuației încălzirii elementului fuzibil

Odată stabilite condițiile inițiale și la limită, se poate trece la rezolvarea ecuației încălzirii elementelor fuzibile cu secțiune variabilă, în regim de funcționare la suprasarcină.

Dacă în ecuația diferențială (6) se utilizează următoarele notații :

$$A = \frac{\lambda}{\gamma c} \tag{25}$$

$$B(x) = \frac{1}{\gamma c}\left[\frac{\alpha_0 \rho_0 I_0^2}{4g^2(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})^2} - \frac{2}{g} K\right], \tag{26}$$

$$C(x) = \frac{1}{\gamma c}\left[\frac{\rho_0 I_0^2}{4g^2(r + a - \sqrt{r^2 - x^2})^2} + \frac{2\theta_a}{g} K\right], \tag{27}$$

atunci ecuația încălzirii elementului fuzibil cu secțiune variabilă în regim de suprasarcină poate fi scrisă sub forma :

$$\frac{\partial \theta(x, t)}{\partial t} = A \frac{\partial^2 \theta(x, t)}{\partial x^2} + B(x)\theta(x, t) + C(x). \tag{28}$$

Pe baza elementelor stabilite mai înainte, condiția inițială la $t = 0$ este :

$$\theta(x, t) = \theta_0, \tag{29}$$

iar condițiile la limită sînt :

$$\left.\frac{\partial \theta(x, t)}{\partial x}\right|_{x=0} = 0, \tag{11}$$

$$\theta(r, t) = \theta(-r, t) = \varphi(t), \tag{30}$$

funcția $\varphi(t)$ fiind definită de ecuația (22). La scrierea condiției la limită (30) s-a luat în considerație simetria elementului fuzibil (fig. 2).

Relația (28) este o ecuație diferențială de ordinul doi, neomogenă, cu derivate parțiale, de tip parabolic. Pentru rezolvarea acestui tip de ecuații există diferite metode numerice [8]. Autoarea a preferat să utilizeze metoda DSCT (discrete space, continuous time), ca fiind cea mai adecvată.

Prin discretizarea spațiului x, ecuația diferențială de ordinul doi cu derivate parțiale (28) se transformă într-un sistem de ecuații diferențiale ordinare de ordinul unu, funcție de timpul t, care poate fi scris într-o formă concentrată :

$$\frac{d\theta_i(t)}{dt} = A \frac{\theta_{i+1}(t) - 2\theta_i(t) + \theta_{i-1}(t)}{(\Delta x)^2} + B_i(x)\theta_i(t) + C_i(x), \tag{31}$$

unde $i = 1, \ldots, n$ și $\Delta x = r/n$ întrucît, așa cum se arată în figura 3, discretizarea spațiului x în intervalul $[0, r]$ a fost efectuată cu pas constant.

Condiția inițială (29) se transformă într-un set de condiții inițiale :

$$\theta_i(0) = \theta_0, \quad (i = 1, \ldots, n), \tag{32}$$

iar condițiile la limită (11) și (30) pot fi scrise sub forma (fig. 3) :

$$\theta_{n+1}(t) = \theta_{n-1}(t), \tag{33}$$

$$\theta_{n-1}(t) = \varphi(t), \quad (i = 1). \tag{34}$$

În scopul determinării numărului de diviziuni in care trebuie divizat intervalul $[0, r]$, s-a întocmit un program de calcul pe un minicalculator numeric și s-a rezolvat sistemul de ecuații (31), considerînd anumite date de calcul și diferite valori pentru n. Analiza convergenței soluției $\theta(t)$ în punctul $x = 0$ a arătat că este suficient să se considere $n = 5$ pentru a asigura o precizie mai bună de 1/00.

5. Modelul matematic pentru calculator electronic

În scopul stabilirii modelului matematic pentru calculator electronic (analogic sau numeric), funcția pe frontieră $\varphi(t)$ a fost înlocuită cu derivata ei :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{T}(\theta_f - \theta_0) \cdot \exp(-t/T) =$$

$$= \frac{1}{T}\{\theta_f - [\theta_f - (\theta_f - \theta_0) \cdot \exp(-t/T)]\} \cdot$$

Rezultă :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{T}(\theta_f - \varphi(t)), \tag{35}$$

cu condiția inițială pentru $t = 0$:

$$\varphi(t) = \theta_0. \tag{36}$$

Pe baza ecuațiilor (31) și (35), considerînd $n = 5$ și luînd de asemenea în considerație relațiile (33) și (34), s-a stabilit următorul model matematic :

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{1}{T}(\theta_f - \varphi(t)),$$

$$\frac{d\theta_1(t)}{dt} = A_0(\theta_2(t) - 2\theta_1(t) + \varphi(t)) + B_1\theta_1(t) + C_1,$$

$$\frac{d\theta_2(t)}{dt} = A_0(\theta_3(t) - 2\theta_2(t) + \theta_1(t)) + B_2\theta_2(t) + C_2,$$

$$\frac{d\theta_3(t)}{dt} = A_0(\theta_4(t) - 2\theta_3(t) + \theta_2(t)) + B_3\theta_3(t) + C_3,$$

$$\frac{d\theta_4(t)}{dt} = A_0(\theta_5(t) - 2\theta_4(t) + \theta_3(t)) + B_4\theta_4(t)) + C_4,$$

$$\frac{d\theta_5(t)}{dt} = A_0(\theta_4(t) - 2\theta_5(t) + \theta_4(t)) + B_5\theta_5(t) + C_5, \tag{37}$$

condițiile inițiale fiind :

$$\varphi(0) = \theta_0,$$

$$\theta(0) = \theta_0, \tag{38}$$

$$(i = 1, \ldots, 5).$$

Coeficientul constant A_0 din sistemul de ecuații (37) este definit prin relația : $A_0 = A/(\Delta x)^2$, unde $\Delta x = r/5$, iar coeficienții $B_1, \ldots, B_5$ și $C_1, \ldots C_5$ sînt calculați cu ajutorul relațiilor (26) și (27), luînd în considerație valoarea variabilei x în fiecare din cele cinci noduri ale intervalului $[0, r]$: $x_1 = 4r/5$; $x_2 = 3r/5$; $x_3 = 2r/5$; $x_4 = r/5$ și $x_5 = 0$.

Sistemul de ecuații diferențiale (37) poate fi rezolvat atît pe calculator analogic, cît și pe calculator numeric. Într-o lucrare anterioară este prezentată schema de modelare pe calculator analogic și unele rezultate de calcul : considerînd anumite variante de calcul, s-au determinat caracteristicile de variație în timp ale temperaturii $\theta(x, t)$, în punctele $x = 0$; $r/5$; $2r/5$; $3r/5$; $4r/5$; r, pînă la momentul $t = t_f$ cînd curba temperaturii $\theta(x, t)$ în punctul $x = 0$ atinge temperatura de topire : $\theta(0, t_f) = \theta_f$ [5].

Pentru a rezolva sistemul de ecuații diferențiale (37), cu condițiile inițiale (38), pe calculator numeric, s-au utilizat notațiile :

$$y_1 = \varphi ; \; y_2 = \theta_1 ; \; y_3 = \theta_2 ;$$

$$y_4 = \theta_3 ; \; y_5 = \theta_4 ; \; y_6 = \theta_5 \tag{39}$$

și s-a obținut următorul model matematic :

$$\frac{dy_1}{dt} = \frac{1}{T}(\theta_f - y_1),$$

$$\frac{dy_2}{dz} = A_0(y_3 - 2y_2 + y_1) + B_1y_2 + C_1,$$

$$\frac{dy_3}{dt} = A_0(y_4 - 2y_3 + y_2) + B_2y_3 + C_2,$$

$$\frac{dy_4}{dt} = A_0(y_5 - 2y_4 + y_3) + B_3y_4 + C_3,$$

$$\frac{dy_5}{dt} = A_0(y_6 - 2y_5 + y_4) + B_4y_5 + C_4,$$

$$\frac{dy_6}{dt} = A_0(y_5 - 2y_6 + y_5) + B_5y_6 + C_5, \quad (40)$$

cu condițiile inițiale :

$$y_i(0) = \theta_0, \quad (41)$$
$$(i = 1, \ldots, 6).$$

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale (40) cu condițiile inițiale (41) și coeficienți variabili în funcție de x, s-a întocmit un program de calcul pe un calculator numeric (Tektronix), utilizînd metoda de integrare RUNGE-KUTTA-GILL.

Programul de calcul a fost conceput astfel încît, prin schimbarea unei singure date de intrare (valoarea lui N), calculatorul să rezolve nu numai cazul sistemului de ecuații (40), ci și sisteme cu un număr mai mare sau mai mic de ecuații diferențiale, corespunzător unei discretizări mai mult sau mai puțin fine a intervalului $[0, r]$, urmărind să se obțină o precizie de calcul acceptabilă la un timp de calcul rezonabil.

6. Rezultate de calcul

În figura 4 sînt prezentate rezultatele de calcul obținute pentru un element fuzibil sub formă de bandă de argint cu istmuri circulare, avînd următoarele dimensiuni : $g = 0{,}15$ mm ; $r = 2$ mm ; $a = 0{,}5$ mm ($b = 2{,}5$ mm), în două cazuri :

a) cazul unei siguranțe fuzibile cu 4 benzi, pentru curentul nominal $I_n = 100$ A ($I = 25$ A ; $I_0 = 75$ A) ;

b) cazul unei siguranțe fuzibile cu 6 benzi, pentru curentul nominal $I_n = 125$ A ($I = 21$ A ; $I_0 = 84$ A).

Rulînd pe calculatorul Tektronix programul de calcul stabilit pe baza algoritmului prezentat mai înainte, s-a constatat că în cazul cînd numărul de ecuații este $N = 6$, corespunzător unei discretizări spațiale cu $n = N - 1 = 5$ pași de discretizare în intervalul $[0, r]$, un pas de calcul $h = 0{,}2$ s implică un timp real de calcul $\Delta t = 40$ minute.

Pentru a obține un timp real de calcul acceptabil a fost necesar să se reducă numărul de ecuații pînă la $N = 3$; s-a obținut astfel, pentru un pas de calcul $h = 0{,}2$ s un timp real $\Delta t = 3$ minute, timpul total de calcul fiind de aproximativ 8 ore pentru fiecare din cele două variante de calcul prezentate în figura 4.

Din caracteristicile $\theta(t)$, cu x = parametru, prezentate în figura 4, rezultă că timpii corespunzători temperaturii de topire a elementului fuzibil sînt mari ($t_f = 32{,}3$ s și respectiv $t_f = 23{,}6$ s), ceea ce este în concordanță cu rezultatele experimentale ($t = 30 \pm 10$ s).

De asemenea, din curbele prezentate se constată că în zona istmului variațiile de temperatură sînt de ordinul zecilor de grade ($\Delta\theta = 64°C$ și respectiv $\Delta\theta = 80°C$).

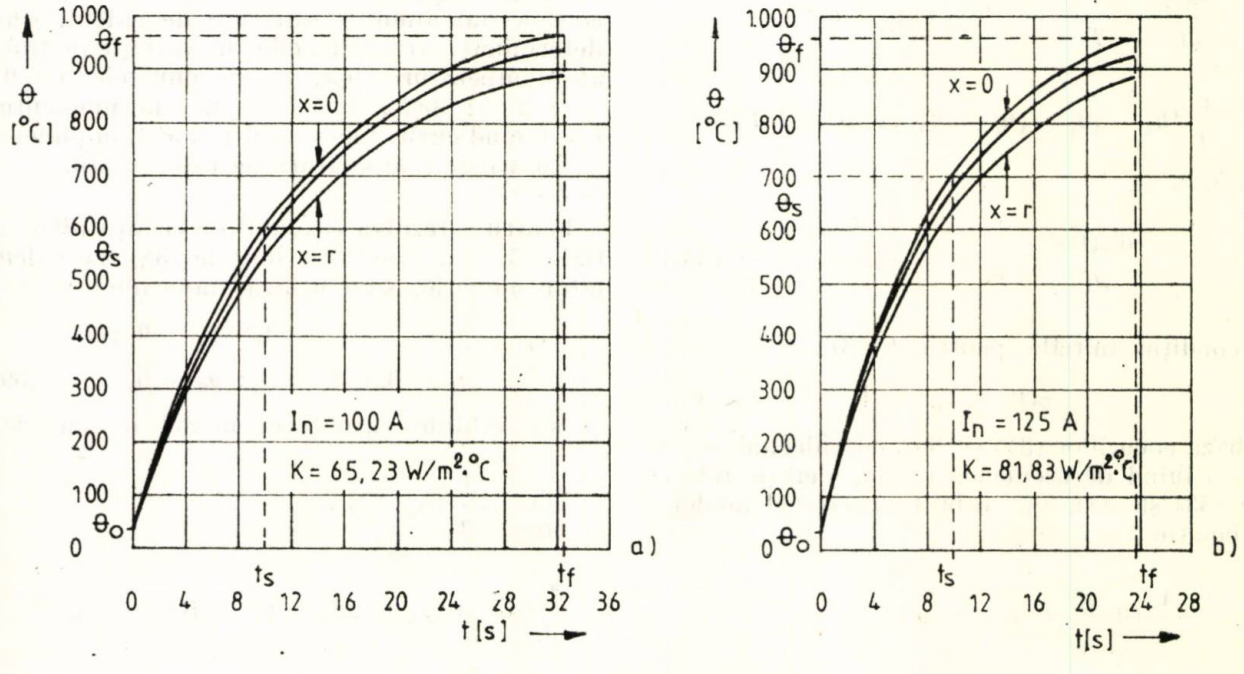


Fig. 4. Rezultate de calcul: a) cazul a 4 benzi fuzibile: $I = 25$ A; $I_0 = 75$ A; b) cazul a 6 benzi fuzibile: $I = 21$ A; $I_0 = 84$ A.

În alte variante de calcul s-a considerat un element fuzibil avînd aceeași grosime și lățime ca în cazurile analizate mai sus, dar cu $r = 1{,}88$ mm și $a = 0{,}62$ mm. Pentru un curent $I_0 = 100$ A s-a obținut un timp $t_f = 19{,}4$ s (corespunzător temperaturii de topire $\theta_f = 960°C$) și o variație de temperatură în zona istmului $\Delta\theta = 67°C$.

Crescînd cu 10% valoarea curentului prin elementul fuzibil ($I_0 = 110$ A), timpul corespunzător temperaturii de topire a scăzut la $t_f = 14{,}8$ s, iar variația de temperatură în zona istmului a crescut la valoarea $\Delta\theta = 81°C$.

Pentru comparație, timpii de topire măsurați experimental în cazul acestui element fuzibil au avut următoarele valori: $t = 32$ s la un curent de 100 A și $t = 20$ s la un curent de 110 A. Diferențele între valorile calculate ale timpului de topire și valorile măsurate experimental au fost considerate de specialiști ca fiind acceptabile.

7. Concluzii

Fenomenele de transfer al căldurii în siguranțe fuzibile sînt descrise prin ecuații diferențiale cu derivate parțiale de tip parabolic. Datorită faptului că în cazul încălzirii în regim de pornire a motoarelor apar supracurenți mici și intervale de timp de ordinul secundelor, fenomenele termice nu pot fi considerate adiabatice și, prin urmare, ecuația diferențială a încălzirii trebuie considerată în forma ei cea mai generală.

În scopul rezolvării acestei ecuații diferențiale de ordinul doi, neomogenă, cu derivate parțiale, de tip parabolic, autoarea a stabilit o metodă originală pentru determinarea analitică a funcției pe frontieră $\varphi(t)$ și a stabilit o relație analitică pentru calculul coeficientului K de transfer al căldurii prin suprafața laterală.

Ecuația diferențială a încălzirii elementelor fuzibile cu secțiune variabilă în regim de suprasarcină a fost rezolvată prin metoda numerică DSCT (discrete space, continuous time), cu pas de discretizare constant. Pe baza algoritmului stabilit, s-a întocmit un program de calcul pe un calculator numeric de birou (Tektronix), utilizînd metoda de integrare RUNGE-KUTTA-CILL.

Rezultatele de calcul, obținute cu ajutorul calculatorului numeric în diferite variante de studiu sînt în concordanță cu rezultatele încercărilor în regim de funcționare la suprasarcină, efectuate de specialiști pe diferite tipuri de siguranțe electrice cu elemente fuzibile din argint cu secțiune variabilă.

Bibliografie

[1] *Roumier, M. R.*: Coupe-circuit á fusibles limiteurs de courent. In: Rev. Gén. de l'Électr., 1956, p. 209—227.

[2] *Lohausen, K. A.*: Überstromunterbrechung strombegrenzenden Hochspannungssicherungen für Gleich — und Wechseltrom. In: Elektrie, 1964, p. 24—29.

[3] *Feenan, J., Mech, E.*: Trends in the design of high-voltage highrupting capacity fuses. In: Proc. IEE, 118, 1971, p. 216—221.

[4] *Garrard, C. J. O.*: High-voltage switchgear. In: Proc. IEE, 123, 1976, No. 10 R, IEE Rev., p. 1 053—1 080.

[5] *Sasu, M.*: A method for solving the variable section fusible elementes heating equation. In: ETZ Archiv, Bd. 3, 1981, H. 2, p. 53—57.

[6] *Hamburger, L.*: Introducere în teoria propagării căldurii. Editura Academiei, București, 1956, 531 p.

[7] *Barbu, I.*: Siguranțe electrice de joasă tensiune. Editura tehnică, București, 1983, 323. p.

[8] *Racoveanu, N., Dodescu, Gh., Mincu, I.*: Metode numerice pentru ecuații diferențiale de tip parabolic. Editura tehnică, București, 1977, 271 p.

CZ 621.3.015 : 621.187

MULTIVIBRATOR
BANDĂ LARGĂ
PLAJĂ LARGĂ V_{cc}

Multivibratoare rapide cu domeniu larg al tensiunii de alimentare

EMIL VOICULESCU * — CLUJ

Introducere

Multivibratoarele de mare viteză realizate cu tranzistoare nesaturate se cunosc din anii 60 [1]. Odată cu apariţia circuitelor integrate cum sînt βE 555 şi MMC 4047, dacă ne limităm la cele romînești, domeniul de aplicare a multivibratoarelor cu componente discrete s-a redus mult. Rămîn însă atractive schemele care oferă performanţe superioare celor ce caracterizează circuitele integrate menţionate.

Multivibratoarele descrise în continuare funcţionează cu tensiuni de alimentare cuprinse între 1,8 V şi 35 V şi permit acoperirea a peste şase decade de frecvenţă, de la fracţiuni de Hz la cîţiva MHz. Ele oferă, deci, un domeniu mai larg al tensiunilor de alimentare şi o gamă mai largă a frecvenţelor de oscilaţie, decît circuitele integrate 555 şi 4047.

Într-adevăr, tensiunea minimă de alimentare este de 4,5 V pentru 555 şi de 3 V la CMOS; frecvenţa maximă de oscilaţie a circuitului 555 este sub 1 MHz ([2], p. 37), iar pentru 4047, de 455 kHz, în pinul 13[3]. Alimentate la 30 V, valoare reprezentînd dublul tensiunii maxim-admisibile cu care pot fi alimentate cele două circuite specializate, multivibratorul (fig. 5) a funcţionat corect.

În proiectare s-a pornit de la un multivibrator cu frecvenţă fixă, implementat cu aria 3096, cu perechi *pnp* şi *npn* în aceeaşi capsulă (fig. 1). Destinat instrumentaţiei biomedicale, multivibratorul poate fi modulat şi acoperă o plajă largă de frecvenţe, în special în sistemele de achiziţie multicanal. Versiunile integrate sînt relativ rare chiar pe plan mondial (Electronics, 1987). Faptul că aria 3096 nu este asimilată în ţara noastră şi, pe de altă parte, existenţa ariei 726 a condus la ideea transfigurării schemei prin complementaritate (fig. 3). Rezultatele obţinute în acest fel coincid cu cele din bibliografie [4].

Folosirea circuitului 726 a mai însemnat, şi nu în ultimul rînd, posibilitatea reducerii tensiunii de alimentare; cu termostatul alimentat, v_{BEon} tinde spre 0,4 V, iar rezistenţele de egalizare din emitoare nu mai sînt necesare, de vreme ce tranzistoarele sînt identice.

1. Funcţionarea multivibratorului

Principiul de funcţionare este ilustrat în figura 2. Multivibratorul se bazează pe principiul cunoscut al înserierii unui integrator cu un trigger Schmitt, într-o buclă de reacţie pozi-

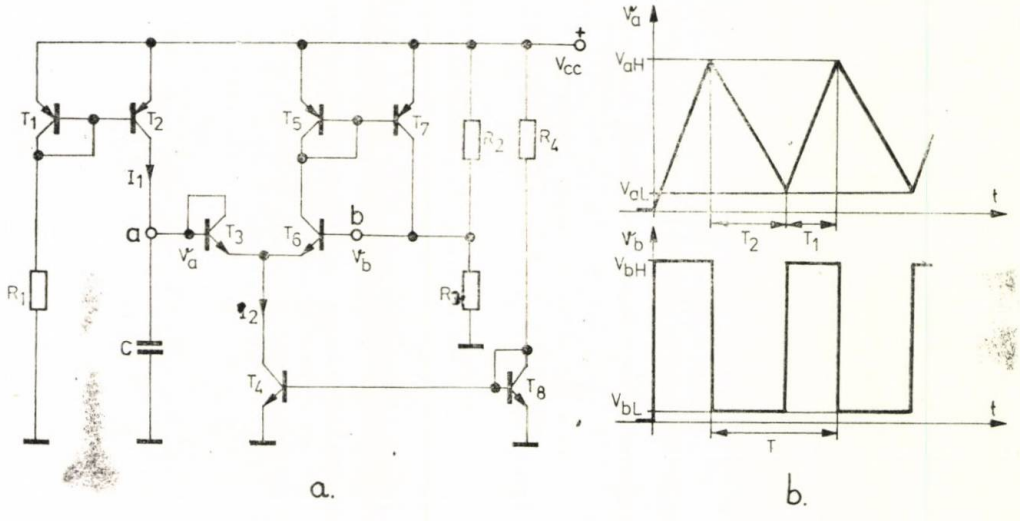


Fig. 1. Schema electrică a multivibratorului (a) şi principalele forme de undă (b).

tivă. Pentru simplitate, această reacţie nu este arătată în mod explicit în figura 2a; ea este

* Ing. *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj — Fac. de Electrotehnică.

subînțeleasă în notația v a tensiunii de pe condensator.

Triggerul comandă regimul de încărcare sau descărcare a condensatorului, deschizînd sau închizînd contactul, de fiecare dată cînd tensiunea v atinge unul dintre praguri. Încărcarea

— circuitul de reacție pozitivă; oglinda de curent $T_5 - T_7$.

Configurația cu oglinzi și comparator diferențial, cu componente active în exces față de rezistoare, se pretează integrării.

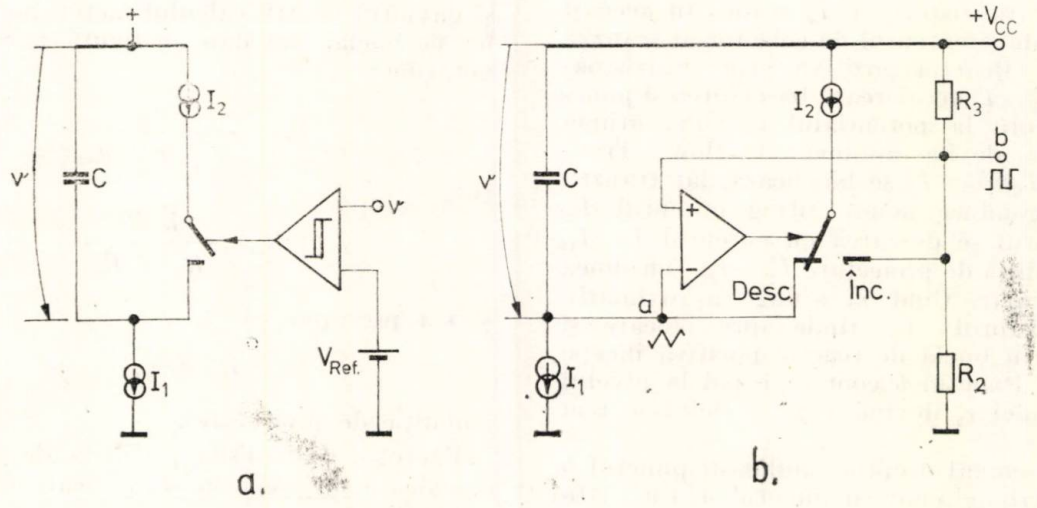


Fig. 2. Principiul de funcționare (a) și schema-bloc (b) a multivibratorului transfigurat prin complementaritate (fig. 3).

și descărcarea făcîndu-se sub curent constant, tensiunea de pe condensator va fi liniar-variabilă, adică triunghiulară, cu rampe egale dacă $I_2 = 2I_1$.

În figura 2b, este explicitat modul în care sînt fixate pragurile triggerului:

$$V_L = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{CC}, \qquad (1)$$

$$V_H = \frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{CC} + (R_2 || R_3)\, I_2, \qquad (2)$$

(L = Low, H = High) și este figurată reacția pozitivă, din nodul b, la intrarea neinversoare a comparatorului.

Basculareа triggerului este accelerată de reacție; dacă se folosește un comparator rapid, atunci semnalul din punctul b rămîne dreptunghiular pînă la frecvențe de ordinul sutelor de kHz. Totuși, triggerul lucrînd cu tranzistoare nesaturate, în unele momente conduc ambele tranzistoare, iar semnalul dreptunghiular este distorsionat [1].

În figura 3 este prezentată schema electrică de bază. Ea se compune din:

— condensatorul de temporizare C, care este încărcat prin sursa de curent T_1, T_2, R_1 și descărcat prin sursa T_8, T_4, R_4;

— circuitul de comandă și cel de prag, compus din divizorul R_2, R_3 și comparatorul diferențial T_3, T_6;

Întrucît viteza este esențială, se impune ca tranzistoarele să rămînă nesaturate (cunoscută de mult timp, ideea se aplică în circuitele basculante rapide [1]). În figurile 1 și 3, configurația circuitului este cea care împiedică saturarea tranzistoarelor. Rezultă o frecvență limită-sus înaltă, dată de frecvența de tăiere a oglinzii $T_5 - T_7$.

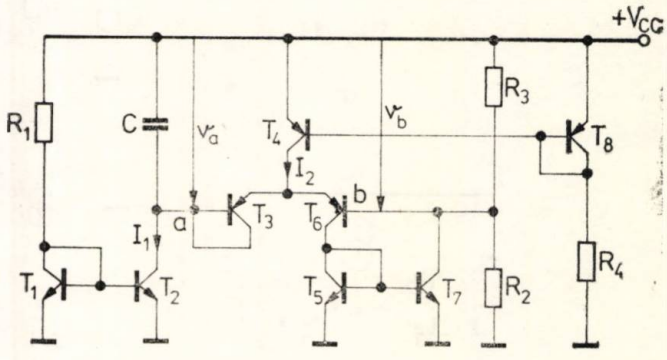


Fig. 3. Schemă obținută prin înlocuirea tranzistoarelor din figura 1 cu tranzistoare complementare, pentru a beneficia de perechile identice din CI 726.

Funcționarea este următoarea:

Cînd circuitul se pune pentru prima oară sub tensiune, condensatorul de temporizare este descărcat, deci $v_a = 0$ și $v_b > 0$. În consecință, tranzistorul T_3 din comparatorul diferențial este blocat, iar T_6 este în conducție și oglinda $T_5 - T_7$ conduce de asemenea. Curentul de colector al tranzistorului T_7 este egal cu I_2 și coboară potențialul punctului b. Tensiunea v_b

atinge valoarea sa maximă V_{bH} (high). Condensatorul se încarcă cu curentul de colector al tranzistorului T_2, I_1. Tensiunea v_a crește liniar și cînd devine aproximativ egală cu V_{bH}, tranzistorul T_3 din comparatorul diferențial trece în conducție. Curentul de colector al tranzistorului T_4 este preluat de T_3, iar curentul de colector al tranzistorului T_6 scade. În aceeași măsură scade și curentul de colector al tranzistorului T_7. Reacția pozitivă prin tranzistoarele $T_6 - T_5 - T_7$ accelerează basculareа și punctul b comută la potențialul maxim; atunci tensiunea v_b devine minimă: V_{bL}(low). Tranzistoarele T_6, T_5, T_7 se blochează, iar tranzistorul T_3 conduce acum întreg curentul I_2. Condensatorul se descarcă cu curentul $I_2 - I_1$, de aici condiția de proiectare $I_2 > I_1$. Tensiunea v_a scade liniar. Cînd v_a ajunge aproximativ V_{bL}, tranzistorul T_3 tinde spre blocare și curentul prin bucla de reacție pozitivă începe să crească. Punctul b comută rapid la nivelul minim, atunci v_b devine V_{bH}, și ciclul se reia identic.

Rezultă semnal dreptunghiular în punctul b și semnal triunghiular în punctul a. Cu toate că la frecvențe înalte semnalul v_b este distorsionat, semnalul v_a se menține triunghiular, ceea ce confirmă utilitatea practică a circuitului.

(fig. 4a), din cauză că v_b face un salt pozitiv înainte ca T_3 să se fi blocat complet. Acest salt va avea loc de îndată ce T_6 va avea suficient curent pentru ca factorul de transfer pe buclă să devină unitar.

Circuitul echivalent de semnal mic al multivibratorului, înainte ca saltul să fi avut loc, și circuitul pentru calculul factorului de transfer pe buclă, sînt date în figura 4. S-au făcut notațiile:

$$r_{ce} = \frac{r_{\pi 3}}{1 + r_{\pi 3} \cdot g_{m3}} \tag{4}$$

și:

$$R_{ce} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \tag{5}$$

și s-a presupus că:

$$R_{ce} \ll r_{\pi 6}, \tag{6}$$

(condiție de proiectare).

Factorul de transfer pe bucla de reacție se calculează din schema simplificată dată în figura 4b:

$$A_L = \frac{v_b''}{v_b'}, \tag{7}$$

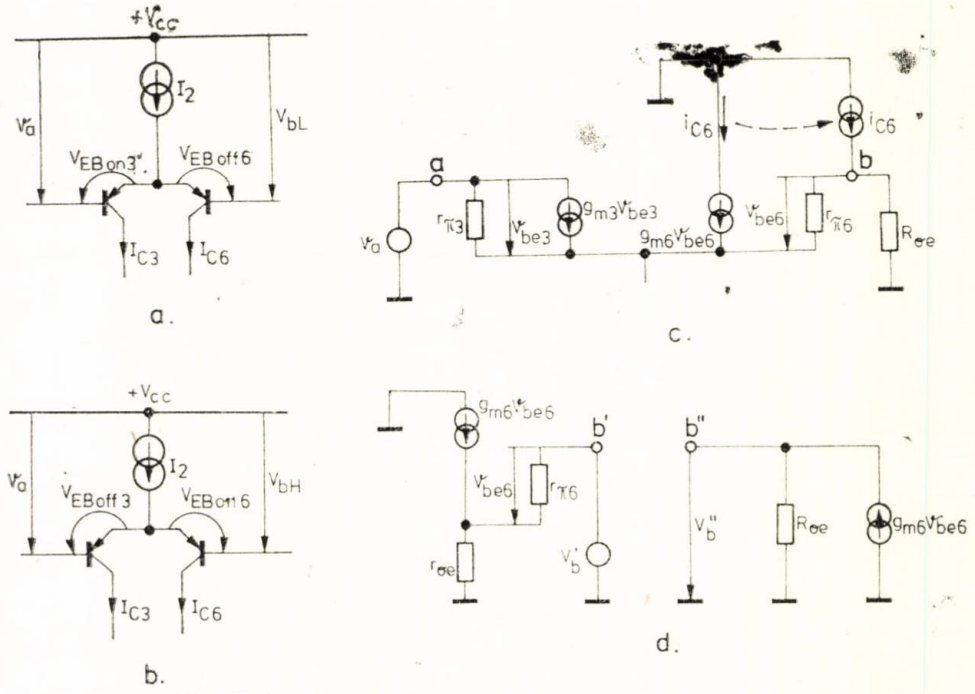


Fig. 4. Circuite pentru calculul frecvenței de oscilație.

2. Calculul frecvenței de oscilație

Excursia semnalului v_b este mai mare decît cea a tensiunii v_a. Într-adevăr, dacă se presupune că T_3 conduce și T_6 este blocat, deci v_a scade (se descarcă condensatorul), atunci:

$$V_{aL} > V_{bL} + V_{EBon3} - V_{EBoff6}, \tag{3}$$

iar:

$$v_b'' = g_{m6} R_{oe} v_{be6}. \tag{8}$$

Cu teorema superpoziției se obține curentul prin r_{ce}:

$$i \simeq \frac{v_b'}{r_{\pi 6} + r_{ce}} + g_{m6} \cdot v_{be6}, \tag{9}$$

iar teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni aplicată pe ochiul de la intrare conduce la :

$$-v_b' + v_{be6} + r_{ce} \cdot i = 0, \tag{10}$$

deci :

$$v_b' \frac{r_{\pi 6}}{r_{\pi 6} + r_{0e}} = v_{be6}(1 + g_{m6} r_{oe}). \tag{11}$$

Făcînd neglijările uzuale $\left(1 \ll g_{m3} r_{\pi 3}, 1 \gg \frac{1}{g_{m3} r_{\pi 6}}\right)$ rezultă :

$$v_b' \simeq \left(1 + \frac{g_{m6}}{g_{m3}}\right) v_{be6} \tag{12}$$

și deci :

$$A_L \simeq \frac{g_{m3} g_{m6} R_{oe}}{g_{m3} \cdot g_{m6}}. \tag{13}$$

La amorsarea oscilațiilor :

$$A_L = 1. \tag{14}$$

Cum :

$$g_{m3} = \frac{I_{C3}}{V_T}, \quad g_{m6} = \frac{I_{C6}}{V_T}, \tag{15 ; 16}$$

iar :

$$I_{C3} + I_{C6} = I_2, \tag{17}$$

relația (14) devine :

$$\frac{R_{oe}}{V_T} I_{C3}^2 - \frac{R_{oe} I_2}{V_T} I_{C3} + I_2 = 0. \tag{18}$$

La descărcarea condensatorului $I_{C3} > I_{C6}$, așa că se alege soluția :

$$I_{C3} = \frac{I_2}{2}\left(1 + \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_{oe} I_2}}\right). \tag{19}$$

$$I_{C6} = I_2 - I_{C3} = \frac{I_2}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_{oe} I_2}}\right). \tag{20}$$

Înlocuind :

$$m_{th} = \frac{1 + \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_{oe} I_2}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_{oe} I_2}}}, \tag{21}$$

se obține diferența tensiunilor v_{BE} înaintea saltului :

$$\Delta V_{BE} = V_{BE3} - V_{BE6} = V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{C6}} = V_t \ln m_{th}, \tag{22}$$

(threshold-prag).

Totodată, din cauză că I_{C6} este repetat de oglinda T_5, T_7, tensiunea v_b este mărită cu :

$$\Delta V_{bL} = I_{C6} R_{oe} = \frac{I_2 R_{oe}}{2}\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4V_T}{R_{oe} I_2}}\right) \simeq V_T. \tag{23}$$

Înseamnă că tensiunea minimă pe condensator este :

$$V_{aL} = V_{bL} + \Delta V_{BE} + \Delta V_{bL} = V_{bL} + V_{th}, \tag{24}$$

în care s-a notat :

$$V_{th} \simeq V_T(\ln m_{th} + 1). \tag{25}$$

Aceleași considerații se fac la comutația inversă (fig. 4b) ;

$$V_{aH} < V_{bH} - V_{EBon6} + V_{EBoff3}, \tag{26}$$

valoarea exactă fiind :

$$V_{aH} = V_{bH} - V_{th}. \tag{27}$$

Scriind legea de variație a tensiunii la încărcare sub curent constant ;

$$I \cdot \Delta t = C \cdot \Delta V, \tag{28}$$

se obține :

$$I_1 T_1 = C(V_{aH} - V_{aL}). \tag{29}$$

la încărcare, și :

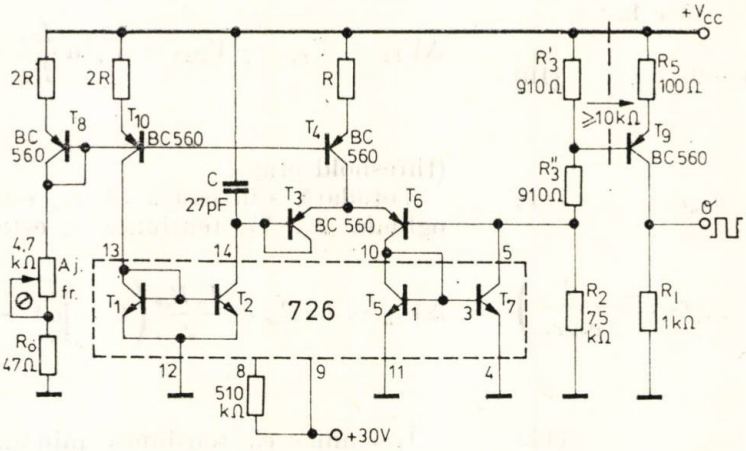
$$(I_2 - I_1) T_2 = C(V_{aH} - V_{aL}). \tag{30}$$

la descărcare. De aici duratele celor două stări și expresia frecvenței :

$$f_0 = \frac{I_1\left(1 - \frac{I_1}{I_2}\right)}{C(V_{bH} - V_{bL} - 2V_{th})}. \tag{31}$$

3. Circuitul realizat și rezultatele experimentale

În figura 5 este prezentată schema experimentată. Reglajul curenților I_1 și I_2 se face din același punct — potențiometrul de 4,7 kΩ (ideea ing. S. Mican). Cu tranzistoarele *pnp* neîmperecheate, este întotdeauna posibilă acoperirea unei decade de frecvență. Sortînd tranzistoarele *pnp* și mărind valoarea rezistenței R, domeniul de frecvență poate fi lărgit [5].



V_{CC}	R
2...5V	125Ω 1%
5...15V	250Ω 1%
>15V	500Ω

Fig. 5. Multivibrator cu frecvență variabilă și etaj de ieșire, realizat cu aria termostatată 726.

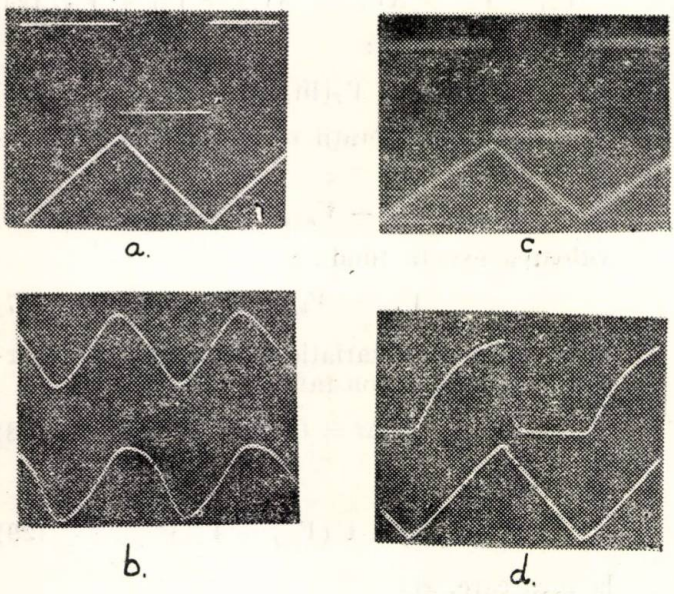


Fig. 6. Forme de undă obținute experimental cu diferite tensiuni de alimentare: a — $V_{CC} = 1{,}98$ V, $f \simeq 1$ kHz; b — $V_{CC} = 1{,}98$ V, $f = 2$ MHz; c — $V_{CC} = 12$ V, $f = 3{,}3$ kHz; d — $V_{CC} = 12$ V, $f = 2{,}25$ MHz. Canalul 1: tensiunea v_b; canalul 2: tensiunea v_a.

Pentru ca circuitul să rămînă rapid, T_3 nu trebuie să se satureze; în plus, efectul de încărcare a tranzistorului T_9 trebuie să fie neglijabil. Impunînd cele două condiții în starea *ON*, au rezultat valorile din schemă (fig. 5).

Formele de undă ridicate experimental (fig. 6), în special cele obținute la frecvențe înalte, demonstrează că multivibratorul tratat este un circuit performant, utilizabil în numeroase aplicații practice.

Autorul mulțumește prof. dr. ing. C. Miron, asist. ing. D. Pitică și ing. S. Mican pentru schimbul constructiv de păreri avut cu ocazia experimentărilor.

4. Concluzii

Multivibratorul rapid cu domeniu larg al tensiunilor de alimentare, prezentat în lucrare, reprezintă o soluție modernă, atractivă prin simplitatea circuitului și multitudinea aplicațiilor posibile.

Bibliografie

[1] *Felea I.* și col. Circuite basculate Schmitt cu tranzistoare nesaturate. În: Circuite cu tranzistoare în industrie, Ed. Tehnică, București, 1964—1970.

[2] *Marinescu N.* Circuit de temporizare βE 555. În: Circuite integrate liniare. Manual de utilizare vol. 3, Ed. Tehnică, București, 1984.

[3] *Ardelean I., Giuroiu H., Petrescu L. L.* Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare. Ed. Tehnică, București, 1986.

[4] *Filanovsky I. M., Piskarev V. A.* A simple non-saturated multivibrator for low voltage power supply. În: International Journal of Electronics, 1987, vol. 63, no. 5, 757—765.

[5] *Hulpe P.* Multivibrator cu tranzistoare nesaturate cu tensiune de alimentare scăzută. Comunicată la Sesiunea Cercurilor Științifice Studențești, Cluj-Napoca, mai 1989.

CZ 621.314.572

INVERTOARE MONOFAZATE

Invertor monofazat pentru alimentarea de rezervă

ALEXANDRU LAZĂR *, MIHAI FLOREA *, CONSTANTIN POȘA *, LUMINIȚA CAMELIA LAZĂR ** — IAȘI

Introducere

În prezent realizarea invertoarelor cu puteri mai mici de 50 kVA, se face aproape în exclusivitate cu ajutorul tranzistoarelor. Avantajul acestora față de tiristoare constă în disponibilitățile de comutație rapidă și de blocare, utilizînd circuite de mică putere mai ușor de realizat decît circuitele de stingere a tiristoarelor. Acest lucru poate fi fructificat în cazul reglării automate a tensiunii, utilizînd impulsuri modulate în durată (fig. 2). Astfel, dacă perioada tensiunii de ieșire este divizată în mai multe intervale, iar modulația este realizată simultan pentru toate impulsurile corespunzătoare intervalelor de divizare, atunci valoarea coeficientului de distorsiune a tensiunii de ieșire este determinată în special de mărimea armonicii corespunzătoare frecvenței de comutație, a dispozitivelor de putere, sau de mărimile armonicilor adiacente acesteia.

Această frecvență este :

f(frecvența tensiunii de ieșire) $\times$ (numărul de intervale dintr-o perioadă).

Pentru o alegere adecvată a formei de undă această frecvență poate fi singura supărătoare, ce ar impune o filtrare corespunzătoare. Cum această frecvență poate fi de 10 : 20 de ori mai mare decît frecvența utilă, filtrul are dimensiuni mai mici.

În lucrare este prezentată realizarea unui invertor monofazat de 1 kVA la 220 V/50 Hz, destinat să alimenteze o stație radio de rezervă pentru nave, căruia i se impun; randament ridicat, conținut scăzut în armonici al tensiunii de ieșire pentru a nu bruia emițătorul, dimensiuni de gabarit reduse și siguranță în funcționare.

Principiul de funcționare; schema-bloc

Invertorul este alimentat de la o baterie de 24 V $\pm$ 15%. Schema-bloc a invertorului este prezentată în figura 1. Partea de forță se compune din trei invertoare monofazate în punte, identice, ce au secundarele înseriate [1]. Astfel, tensiunea de la ieșire se obține sumînd tensiunile de ieșire ale celor trei invertoare. Formele de undă sînt prezentate în figura 2. Se observă că tensiunea de ieșire este divizată în 16 intervale, pentru fiecare interval realizîndu-se modulația impulsurilor în durată pentru reglarea automată a tensiunii de ieșire. Din modul de comandă a tranzistoarelor, prezentat în figura 2 numai pentru puntea A, se observă că atunci cînd la ieșirea punții tensiunea trebuie să fie nulă, sînt menținute în stare saturată tranzistoarele T_1 și T_4 sau T_2 și T_3. În acest fel diferența de potențial la bornele primarului va fi zero. Scriind ecuațiile transformatorului [2] se obține :

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega L_1\underline{I}_1 + j\omega M\underline{I}_2,$$

$$\underline{U}_2 = R_2\underline{I}_2 + j\omega L_2\underline{I}_2 + j\omega M\underline{I}_1,$$

unde $\underline{U}_1, \underline{I}_1, R_1, L_1$ sînt mărimi aferente primarului și $\underline{U}_2, \underline{I}_2, R_2, L_2$ sînt mărimi aferente secundarului, iar M este inductivitatea mutuală.

Impunînd condiția $U_1 = 0$ realizată prin saturarea simultană a tranzistoarelor, obținem :

$$\underline{I}_1 = -\frac{j\omega M\underline{I}_2}{R_1 + j\omega L_1},$$

$$\underline{U}_2 = R_2 + \frac{R_1\omega^2M^2}{R_1^2 + \omega^2L_1^2} + j\omega\left(L_2 - \frac{\omega^2M^2L_1}{R_1^2 + \omega^2L_1^2}\right)\underline{I}_2.$$

Se observă că, înfășurarea secundară intervine în circuit printr-o rezistență Re în serie cu o inductanță Le. Cunoscînd coeficientul de cuplaj magnetic care este $K = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} \leqslant 1$ și neglijînd rezistența primarului R_1 în raport cu inductanța sa L_1, se poate scrie :

$$Re = R_2 + \frac{R_1\omega^2M^2}{R_1 + \omega^2L_1^2} \approx R_2 + \frac{R_1\omega^2L_1L_2K^2}{\omega^2L_1^2} =$$

$$= R_2 + R_1\frac{K^2L_1}{L_1},$$

$$Le = L_2 - \frac{\omega^2M^2L_1}{R_1^2 + \omega^2L_1^2} \approx L_2 - \frac{\omega^2L_1^2L_2K^2}{\omega^2L_1^2} =$$

$$= L_2 - K^2L_2.$$

Pentru ca Re și Le să fie minime, trebuie să se micșoreze rezistențele înfășurărilor și, printr-o construcție îngrijită, să se realizeze un coeficient de cuplaj cît mai bun.

* Institutul Politehnic — Iași;
** I.T.C.I. — Filiala Iași (Institutul de Tehnică de Calcul și Informatică — Iași).

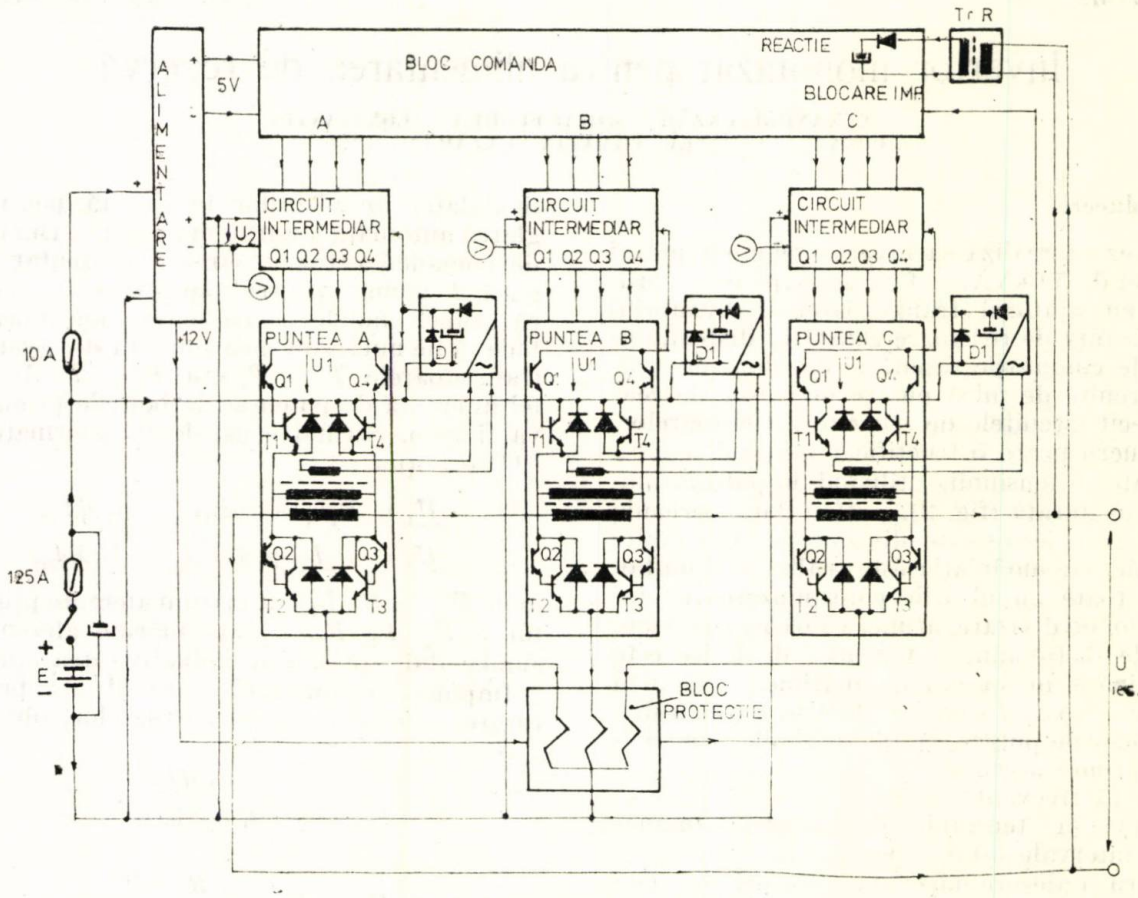


Fig. 1. Schema-bloc a invertorului.

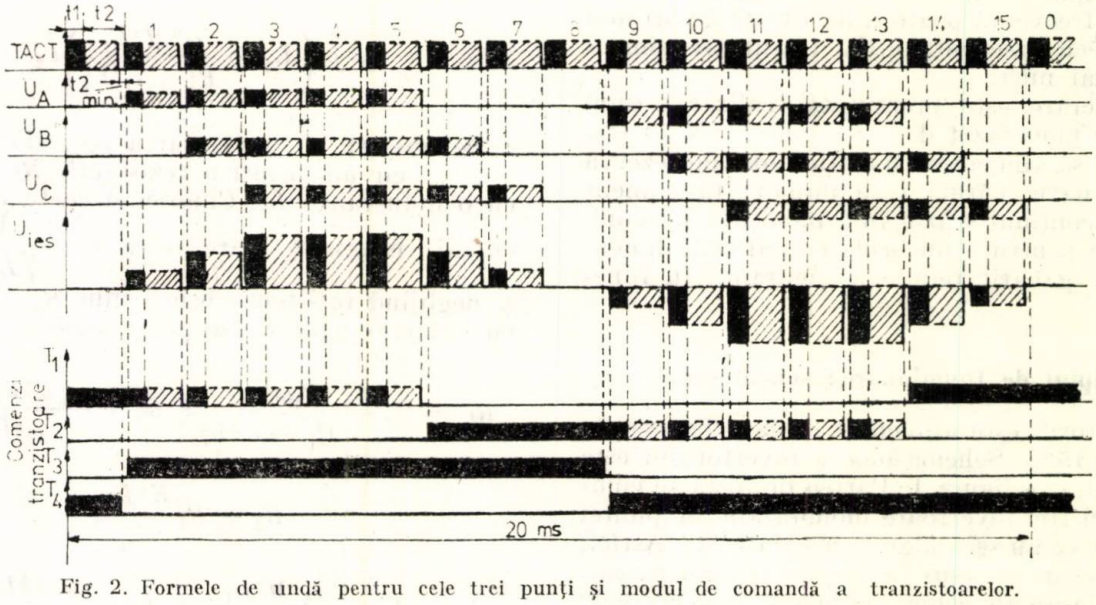


Fig. 2. Formele de undă pentru cele trei punți și modul de comandă a tranzistoarelor.

Analiza spectrală a tensiunii de ieșire

Din figura 2 se poate defini indicele de modulație ca fiind :

$$\mu = \frac{t_1}{t_1 + t_2} .$$

Dezvoltarea în serie Fourier a formei de undă pline (pentru $\mu = 1$) duce la relația :

$$U_0(t) = \frac{4E}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sin \frac{n\pi}{2} \left[\sin \frac{3n\pi}{16} + \sin \frac{5n\pi}{16} + \right.$$

$$\left. + \sin \frac{7n\pi}{16} \right] \sin n\omega t,$$

unde E este amplitudinea tensiunii dreptunghiulare, dată de o punte.

Se observă că armonicile pare lipsesc.

Amplitudinea fundamentalei este de 3,01 E, iar armonicile cele mai supărătoare sînt 15 și 17, adică armonicile adiacente frecvenței de comutație a dispozitivelor de putere. Aceste armonici determină valori maxime ale raportului U_n/U_{efmax} egale cu 0,49 pentru armonica 15 și 0,46 pentru armonica 17, la $\mu = 0{,}5$.

Circuitele de comandă a tranzistoarelor de putere

Pentru saturarea tranzistoarelor finale se pot realiza circuite de comandă flotante pentru fiecare tranzistor (cu transformatoare de impuls), sau, mai simplu, colectoarele tranzistoarelor-driver Q_1 și Q_4 să fie legate la un potențial mai ridicat, creat de o sursă suplimentară, realizată cu ajutorul unei înfășurări secundare a transformatorului punții respective (fig. 1). Dioda D_1 are rolul de a asigura curenții de colector pentru T_1 și T_4 direct din sursa de alimentare, în momentul pornirii invertorului. Tranzistoarele T_2 și T_3 au joncțiunile bază-colector polarizate invers, cu o tensiune de $0{,}2 \div 0{,}4$ V, reprezentînd tensiunea de saturație a tranzistoarelor-driver Q_2 și Q_3. Fiind nesaturate, dar foarte aproape de această regiune, tranzistoarele T_2 și T_3 au un timp de comutație inversă mai bun decît dacă ar fi saturate.

Tranzistoarele de putere Ti sînt realizate prin montarea în paralel a 3 tranzistoare de tip 2N3771, iar tranzistoarele-driver Q_1 sînt realizate cu tranzistoare BUR 608.

Circuitul de protecție

Blocul de protecție este realizat cu ajutorul unor senzori Hall de tip SM 234, cîte unul pentru fiecare punte. Senzorul este introdus în intrefierul unui miez toroidal pe care sînt înfășurate cîteva spire parcurse de curentul punții respective. Cu ajutorul unui sistem glisant se poziționează senzorul, astfel încît la apariția curentului maxim prin spire intensitatea cîmpului magnetic să depășească pragul de comutație a senzorului Hall.

Circuitul de comandă și de reacție

Circuitul de comandă are la bază o memorie ROM adresată de un numărător divizor prin 16 (fig. 3). Memoria are 12 ieșiri, cîte una pentru fiecare tranzistor Q_1. Modulația impulsurilor în durată pe fiecare interval este realizată prin modificarea factorului de umplere a impulsului de tact, funcție de valoarea tensiunii de reacție (fig. 2, zonele hașurate).

Comanda generată de *BLOC COMANDĂ* (fig. 1) este transmisă spre circuitele intermediare prin intermediul a 12 optocuploare, cîte 4 pentru fiecare punte. Cînd optocuplorul este acționat, tranzistorul corespunzător se află în conducție. Dacă un senzor Hall din circuitul de protecție comută, atunci este activat optocuplorul OCP și ieșirea bistabilului CBB poziționează ieșirile memoriei în starea de înaltă impedanță, optocuploarele $OC_1 \div OC_{12}$ ne mai fiind activate.

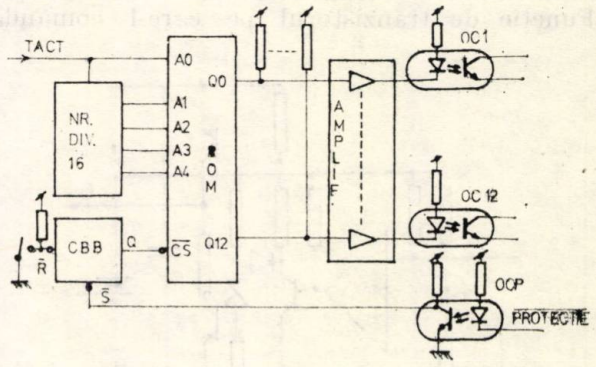


Fig. 3. Schema-bloc a circuitului de comandă.

Circuitul de tact împreună cu circuitul de reacție sînt prezentate în figura 4. CI_1 este un circuit astabil ce generează frecvența de 800 Hz. Circuitele CI_2 și CI_3 sînt legate în conexiune de monostabil declanșabil pe front negativ. Frontul pozitiv al ieșirii CI_1 declanșează monostabilul CI_2 și aduce în starea stabilă pe CI_3 indiferent de valoarea tensiunii pe condensatorul $C = 0{,}1$ μF. Durata instabilă a lui CI_2 este de 20 μS, reprezentînd timpul de blocare sigură a tranzistoarelor de putere. Această durată poate fi observată pe figura 2 ca fiind t_2 min. Frontul negativ al ieșirii lui CI_2 declanșează CI_3. Curentul de încărcare pentru condensatorul de temporizare a lui CI_3 este direct proporțional cu tensiunea de reacție culeasă cu ajutorul transformatorului TrR (fig. 1).

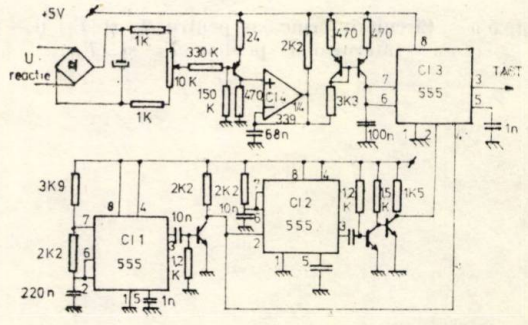


Fig. 4. Schema generatorului de tact și a circuitului de reacție.

Dacă tensiunea de reacție este mare, temporizarea t_1 (fig. 2) a lui CI_3 este mai mică decît perioada fixată de CI_1, deci factorul de umplere

μ va fi mai mic (fig. 2 — porțiunea înnegrită). Temporizarea t_1 nu poate depăși perioada fixată de CI_1, mai puțin t_2 min, din motive explicate mai sus. Circuitul de tact își poate modifica factorul de umplere între 35% și 98%.

Circuitele intermediare de amplificare

Circuitele intermediare sînt circuite de medie putere ce primesc prin optocuploare comanda de la *BLOC COMANDĂ* și realizează comutația rapidă a tranzistoarelor-driver *Qi* [3]. Funcție de tranzistorul pe care-l comandă, circuitele sînt puțin diferite. Pentru tranzistoarele din partea superioară a punții T_1 și T_4 circuitul este cel din figura 5a, iar pentru tranzistoarele T_2 și T_3 circuitul este cel din figura 5b. Comparatorul are rolul de a realiza fronturi rapide. Cînd optocupuplorul este activat ($Vo\ Ci = 0$) comparatorul trece în starea „sus" și, în final, T_2 este saturat, iar T_3 blocat.

Cînd optocuplorul este dezactivat, comparatorul comută în starea „jos", T_2 se blochează și T_3 se saturează, accelerînd evacuarea sarcinii stocate în baza tranzistorului pe care-l comandă circuitul. Pentru ca evacuarea sarcinii stocate să fie cît mai rapidă este bine ca emitorul lui T_3 să aibă un potențial mai negativ ca emitorul tranzistorului de putere corespunzător. În figura 5a acest lucru este realizat de către tensiunea ce cade pe primarul transformatorului (fig. 1). În figura 5b potențialul bazei tranzistorului-driver este negativat cu ajutorul sursei suplimentare U_2, figurată și pe schema-bloc în figura 1.

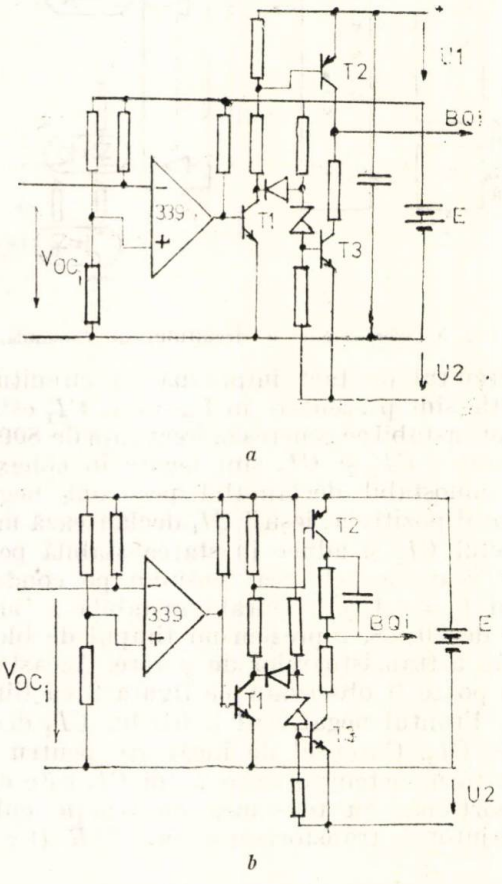


Fig. 5 a — Circuit intermediar pentru T_1 și T_4; b — Circuit intermediar pentru T_2 și T_3.

Concluzii

În lucrare s-a prezentat detaliat modul de realizare a unui invertor monofazat de mică putere ce suplinește rețeaua de 220 V/50 Hz, avînd un conținut redus în armonici. Problemele ce s-au ivit au fost legate de micșorarea pierderilor în conducție a tranzistoarelor de putere, fapt ce a dus la supradimensionarea acestora, pentru a avea o cădere de tensiune cît mai mică în timpul conducției. Ținînd seama că tensiunea de alimentare este mică (24 V) o îmbunătățire a tensiunii de conducție a dispozitivelor de forță se reflectă în valoarea randamentului.

Bibliografie

[1] *Alexa, D., Micu, D.* Invertoare cu parametrii electrici ridicați, București, Editura Tehnică, 1986.
[2] *Preda, M., Cristea, P.* Bazele electrotehnicii, **vol. II**, București, Editura Didactică și Pedagogică, 1980.
[3] *Voiculescu, E.* Circuite de comandă pentru tranzistoare de putere. In: Electrotehnica, Electronica și Automatica, nr. 4, decembrie, 1986.

CZ 621.316 : 681.5

CIRCUITE BASCULANTE BISTABILE
SISTEME LOGICE SECVENȚIALE

Metodă unitară de sinteză a circuitelor secvențiale utilizînd circuite bistabile de diferite tipuri

CONSTANTIN POȘA *, DORU CHIPER ** — IAȘI

Introducere

În cazul circuitelor secvențiale sincrone, pentru variabilele de stare în mod special, dar și pentru variabilele de ieșire, cînd este necesară interconectarea mai multor astfel de circuite, se impune sincronizarea, adică necesitatea ca toate tranzițiile să fie simultane. Această sincronizare se realizează, de obicei, prin utilizarea unor registre-paralel formate din diverse tipuri de bistabile. În această lucrare autorii își propun să găsească funcțiile logice exprimate prin listele numerelor de stare obligatorii și interzise [1] (tabelul de adevăr), ce trebuie aplicate la intrările diferitelor tipuri de bistabile, la ieșirile cărora să rezulte funcțiile logice ale variabilelor dorite. Opțiunea pentru o metodă numerică s-a făcut în vederea utilizării calculatorului în sinteza acestor funcții.

Utilizarea bistabililor tip D

Bistabilul de tip D este descris de ecuația :

$$Q_{n+1} = Q_n\bar{H}_n + H_nD_n.$$

Pentru orice tip de bistabil sinteza se poate simplifica considerînd $H_n = 1$ (cazul circuitului asincron) și introducînd, în final, impulsul de sincronizare conform ecuației :

$$Q_{s,\,n+1} = \bar{H}_nQ_{as,n} + H_nQ_{as,\,n+1}.$$

Deci pentru $H_n = 1$, $Q_{s,\,n+1} = Q_{as,\,n+1}$, ecuația bistabilului reducîndu-se la ecuația circuitului asincron.

În aceste condiții ecuația bistabilului de tip D se reduce la :

$$Q_{n+1} = D_n.$$

Dacă se impune ca bistabilul de tip D să sincronizeze funcția logică $F(X_n,\ Y_n$; X_n șirul variabilelor de intrare, Y_n șirul variabilelor de stare (adică $Q_{n+1} = F(X_n,\ Y_n)$), rezultă că la intrarea D a acestui bistabil va trebui aplicată tot funcția $F(X_n,\ Y_n)$ ($D_n = F(X_n,\ Y_n)$.

Deci, funcția logică de sintetizat va rămîne aceeași, asupra listelor numerelor de stare obligatorii (pentru care funcția ia valoarea 1 logic) și interzise (pentru care funcția ia valoarea 0), neintervenind nici o schimbare. Sincronizarea se obține prin intrarea de tact a bistabilului de tip D.

* Ing. *Poșa, C.* — Institutul Politehnic — Iași; ing. *Chiper, D.* — I.T.C.I. — Iași.

Sinteza cu bistabili RS

În condițiile descrise în paragraful anterior bistabilul de tip RS este descris de ecuațiile :

$$Q_{n+1} = S_n + Q_n\bar{R}_n,$$

$$S_nR_n = 0.$$

Ținînd seama de faptul că $Q_{n+1} = F(X_nY_n)$ se obține un sistem de trei condiții locale, din care trebuie să rezulte funcțiile aferente intrărilor S_n și R_n.

Dacă $Q_n = 0$, rezultă imediat $Q_{n+1} = S_n$.

Deci $S_n = Q_{n+1}$ în condițiile în care Q_n era 0 :

$$S_n = Q_{n+1}|_{Q_n = 0} = F(X_n,\ Y_n)|_{Q_n = 0}.$$

Ieșirea Q a bistabilului este, de fapt, unul din elementele vectorului variabilelor de stare Y_n ale funcției logice de sintetizat. Deci, ecuația de mai sus sintetizează faptul că numerele de stare ale funcției S (funcție ce trebuie aplicată la intrarea S) se obțin din numerele de stare ale funcției logice F ce trebuie obținute la ieșirea Q, alegîndu-le numai pe acelea care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 0.

Dacă în aceeași ecuație $Q_n = 1$, se obține :

$$S_n + \bar{R}_n = Q_{n+1}|_{Q_n = 1} = F(X_n,\ Y_n)|_{Q_n = 1}.$$

Avînd în vedere condiția restrictivă $S_nR_n = 0$, adică $\bar{S}_n + \bar{R}_n = 1$ și înmulțind ecuațiile se obține :

$$(\bar{S}_n + \bar{R}_n)(S_n - \bar{R}_n) = F(X_n,\ Y_n)_{Q_n = 1},$$

adică :

$$\bar{R}_n = F(X_nY_n)|_{Q_n = 1}\ ;\quad R_n = \bar{F}(X_n\ Y_n)|_{Q_n = 1}.$$

Aceasta exprimă faptul că, numerele de stare ale funcției R se obțin din numerele de stare ale funcției F, alegînd din lista conjugată (pentru numerele obligatorii din lista numerelor interzise și invers) numai numerele de stare care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 1.

Ținînd seama de restricția impusă : $S_nR_n = 0$, rezultă că S_n trebuie să fie 0 cînd $R_n = 1$ și invers. Deci numerelor de stare pentru care s-a stabilit că aceste funcții iau valoarea 0 li se adaugă numerele de stare pentru care cealaltă funcție ia valoarea 1. Se observă că se reface pentru lista numerelor interzise ale funcției S lista numerelor de stare interzise ale funcției F, iar pentru lista numerelor in-

terzise ale funcţiei R, lista numerelor obligatorii ale funcţiei F.

În concluzie se poate observa că :

— lista numerelor de stare pentru care funcţia S ia valoarea 1 se obţine din lista numerelor de stare pentru care funcţia F (de sintetizat la ieşirea Q) ia valoarea 1, alegînd numai pe acelea care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 0, iar lista numerelor de stare interzise (pentru care funcţia S ia valoarea 0) coincide cu cea a funcţiei F;

— lista numerelor de stare pentru care funcţia R ia valoarea 1 se obţine din lista numerelor de stare pentru care funcţia F ia valoarea 0, alegînd numai pe acelea pentru care bitul corespunzător variabilei Q este 1, iar lista numerelor de stare interzise este cea a numerelor de stare obligatorii ale funcţiei F.

Fie funcţia F definită de simbolul de marcare :

$$F(X_n, Y_n)=\bigcup^{y_2y_1y_0x_1x_0}_{\substack{y_0=1(1;5;7;12;16;17;20;21;24;33;36;37)\\ y_0=0(0;2;4;10;14;22;25;30\,31;35)}}$$

definită doar pentru variabila de stare $Y_0(Y_0 = Q)$. S-a utilizat, în scrierea numerelor de stare, codul octal pentru a se putea observa uşor valorile biţilor corespunzători variabilelor de stare (în particular cei ai lui Y_0).

La implementarea registrului de sincronizare cu bistabili D, funcţia de sistetizat (ce trebuie aplicată la intrarea D) este identică cu cea asincronă şi după minimizare [1], [2] rezultă :

$$D_0 = Y_0 = \bar{y}_2x_0 + y_1x_1 + \bar{y}_2y_1\bar{y}_0\bar{x}_1 + y_2y_0\bar{x}_0.$$

În cazul utilizării bistabilelor de tip RS listele numerelor de stare aferente funcţiilor S_0 şi R_0, obţinute conform regulilor de mai sus sînt :

$$(Q = Y_0)$$

$$S_0 =\bigcup^{y_2y_1y_0x_1x_0}_{\substack{1:(1;12;20;21;33)\\ 0:(0;2;4;10;14;22;25;30;31;35)}}$$

$$R_0 =\bigcup^{y_2y_1y_0x_1x_0}_{\substack{1:(4;14;25;35)\\ 0:(1;5;7;12;16;17;20;21;24;33;36;37).}}$$

După minimizare expresiile celor două funcţii sînt :

$$S_0 = \bar{y}_2x_0 + y_1x_1 + y_2\bar{y}_1\bar{y}_0\bar{x}_1,$$
$$R_0 = \bar{y}_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + y_2y_0\bar{x}_1x_0.$$

Sinteza cu bistabili JK

Bistabilul JK este descris de ecuaţia :

$$Q_{n+1} = J_n\bar{Q}_n + \bar{K}_nQ_n,$$

unde :

$$Q_{n+1} = F(X_n, Y_n).$$

Luînd $Q_n = 0$ rezultă :

$$J_n = Q_{n+1}\,|_{Q_n=0} = F(X_n, Y_n)\,|_{Q_n=0}.$$

Adică, listele numerelor de stare obligatorii şi interzise ale funcţiei logice ce trebuie aplicată intrării J se obţin din listele numerelor de stare obligatorii, respectiv interzise ale funcţiei F ce trebuie sintetizată la ieşirea Q, alegînd numai acele numere care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 0.

În aceeaşi ecuaţie, dacă $Q_n = 1$ se obţine :

$$K_n = \bar{Q}_{n+1}\,|_{Q_n=1} = \bar{F}(X_n, Y_n)\,|_{Q_n=1}.$$

Adică, lista numerelor de stare obligatorii, respectiv interzise, ale funcţiei logice ce trebuie aplicată la intrarea K, se obţine din lista numerelor de stare interzise, respectiv obligatorii, ale funcţiei F, alegînd numai acele numere care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 1.

Aplicînd aceste reguli funcţiei din exemplul de la paragraful anterior ($Q \equiv Y_0$) pentru funcţiile J_0 şi K_0 se obţin următoarele simboluri de marcare [1] :

$$J_0 =\bigcup^{y_2y_1y_0x_1x_0}_{\substack{1:(1;12;20;21;33)\\ 0:(0;2;10;22;30;31)}}$$

$$K_0 =\bigcup^{y_2y_1y_0x_1x_0}_{\substack{1:(4;14;25;35)\\ 0:(5;7;16;17;24;36;37)}}$$

După minimizare expresiile celor două funcţii sînt :

$$J_0\ \bar{y}_2x_0 + y_1x_1 + y_2\bar{y}_1\bar{x}_1,$$
$$K_0 = \bar{y}_2\bar{x}_1\bar{x}_0 + y_2\bar{x}_1x_0.$$

Sinteza cu bitsabili tip T

Ecuaţia care descrie funcţionarea unui bistabil de tip T este :

$$Q_{n+1} = \bar{Q}_nT_n + Q_n\bar{T}_n.$$

Procedînd ca şi în cazurile anterioare şi ţinînd seama că :

$$Q_{n+1} = F(X_n, Y_n),$$

se obţine :

$$T_n = F(X_n, Y_n)_{Q_n=0},$$

sau : $T_n = \bar{F}(X_n, Y_n)\,|_{Q_n=1}$.

Cu alte cuvinte se poate spune că :

Lista numerelor de stare obligatorii ale funcţiei logice ce se aplică la intrarea T este compusă din numerele de stare obligatorii ale funcţiei F, care au bitul corespunzător variabilei Q

cu valoarea 0, la care se adaugă numerele de stare interzise ale aceleași funcții, care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 1.

Lista numerelor de stare interzise ale funcției logice ce se aplică la intrarea T este compusă din lista numerelor de stare interzise ale funcției F, care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 0, la care se adaugă numerele de stare obligatorii care au bitul corespunzător variabilei Q cu valoarea 1.

Pentru același exemplu considerat, funcția ce trebuie aplicată intrării T, pentru ca la ieșirea Q să se obțină funcția F, este caracterizată de :

$$T = \bigcup_{\substack{1:\,(1;\,4;\,12;\,14;\,20;\,21;\,25;\,33;\,35)\\ 0:\,(0;\,2;\,5;\,7;\,10;\,16;\,17;\,22;\,24;\,30;\,31;\,36;37).}}^{y_2y_1y_0x_1x_0}$$

De aici se poate deduce expresia logică a funcției :

$$T = \bar{y}_2\bar{y}_0x_0 + \bar{y}_2y_0\bar{x}_1\bar{x}_0 + y_1\bar{y}_0\bar{x}_1 +$$
$$+ y_2\bar{y}_1y_0x_1 + y_2\bar{y}_1y_0 + y_1y_0\bar{x}_1.$$

Concluzii

Din cele prezentate se observă că prin utilizarea bistabilelor de tip D și T funcțiile de sintetizat sînt mai complexe, bistabilul de tip D avînd avantajul că funcția de comandă este aceeași cu cea de sintetizat. Uneori însă funcția de comandă a bistabilului de tip T poate fi mai simplă (în exemplul prezentat este însă mai complexă).

Deși funcțiile de comandă sînt mai simple în cazul bistabilelor de tip RS și JK (JK cele mai simple) acestea necesită sintetizarea a două funcții de comandă pentru o funcție sincronizată.

Utilizarea calculatorului (facilitată de metoda numerică și algoritmul simplu de găsire a simbolului de marcare a noilor funcții) în structurarea listelor numerelor de stare și minimizarea funcțiilor logice [2], permite încercarea tuturor variantelor pentru a decide apoi asupra soluției celei mai convenabile. Alegerea va depinde doar de complexitatea funcțiilor de comandă, știut fiind faptul că un bistabil de tip T se poate obține din unul de tip JK conectînd împreună intrările J și K și formînd astfel intrarea T.

Folosirea bistabilelor de tip D este impusă atunci cînd se dispune de funcția F (sintetizată cu un PROM, PLA, MUX, sau provine de la un alt sistem sau circuit).

Utilizarea bistabilelor poate conduce la implementări mai simple pentru funcțiile de comandă decît pentru funcția inițială, ceea ce este un avantaj în sistemele cu porți logice, sau în ariile de porți.

Bibliografie

[1] *Reus, N.* Tratarea simbolică a schemelor de comutație. București, Editura Academiei 1971.

[2] *Chiper, D., Poșa, C.* Minimizarea funcțiilor Booleene prin metoda simbolică, utilizînd calculatorul electronic. Simpozionul „Realizări în domeniul electronicii profesionale" vol. VI, Snagov 1986, p. 22.

[3] *Huțanu, C., Reus, N.* Sinteza automatelor secvențiale cu triggere de diferite tipuri, prin metoda simbolică. Bul. I.P.I., tom XXIV (XXVIII), fasc. 3—4, 1978, p. 91.

CZ 621.3:523.8

Calculul normei medii pentru constelațiile de semnale din familia Campopiano-Glazer

CORNEL STERIAN* — BUCUREȘTI

1. Modulația de amplitudine în cuadratură

Cea mai eficientă metodă de modulație folosită în prezent pentru transmiterea datelor pe canale de bandă limitată cum este, de exemplu, cel telefonic, constă în următoarea succesiune de operații :

a) secvența de date, generată de sursă cu viteza de M/T simboluri binare pe secundă, este mai întîi împărțită în grupuri de cîte M biți, numite multibiți ;

b) un codor realizează o corespondență unu la unu între mulțimea celor 2^M multibiți posibili și mulțimea punctelor (x, y) dintr-un plan înzestrat cu un sistem de coordonate cartesian ;

c) cele două secvențe de simboluri nebinare $\{x_k\}$ și $\{y_k\}$, generate cu viteza de $1/T$ simboluri/secundă, sînt, apoi, filtrate trece jos în două filtre cu caracteristici identice ;

d) secvența $\{x_k\}$, filtrată trece jos, modulează în amplitudine o undă purtătoare $A \cos \omega_p t$ și, simultan, secvența $\{y_k\}$, filtrată în mod similar, modulează în amplitudine o undă purtătoare $A \sin \omega_p t$, unde ω_p este frecvența unghiulară a semnalului purtător ;

e) cele două unde modulate se însumează pentru a forma semnalul de emisie în canal.

Schema-bloc a unui transmițător de date care utilizează modulația de amplitudine în cuadratură arată, deci, ca în figura 1.

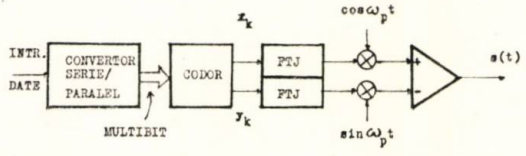


Fig. 1. Forma canonică a unui modulator de amplitudine în cudratură (QAM): x_k, y_k — secvențe de pulsuri la interval T; ω_p — frecvența unghiulară a undei purtătoare; $s(t)$ — semnalul de linie.

Semnalul generat de un asemenea modulator are expresia :

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k h(t - kT) \cos\omega_p t - \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k h(t - kT) \sin \omega_p t. \quad (1)$$

În formula de mai sus, $h(t)$ este transformata Fourier inversă a funcției de transfer $H(\omega)$ a filtrului trece jos din figura 1. O altă interpretare, la fel de corectă, a funcției $h(t)$ este că ea reprezintă forma unui puls astfel încît două secvențe de astfel de pulsuri sînt modulate de secvențele de informație $\{x_k\}$, respectiv $\{y_k\}$. Primul termen din (1) reprezintă componenta în fază, iar cel de al doilea — componenta în cuadratură a semnalului $s(t)$.

O formă particulară de modulație de amplitudine în cuadratură (QAM = Quadrature Amplitude Modulation) este modulația prin deplasarea fazei (PSK = Phase Shift Keying) în care caz :

$$x_k^2 + y_k^2 = \text{const.} \quad (2)$$

Într-adevăr, notînd constanta din (2) cu R^2 și :

$$\cos \theta_k = \frac{x_k}{R}, \quad (3a)$$

$$\sin \theta_k = \frac{y_k}{R}. \quad (3b)$$

Atunci, expresia lui $s(t)$ devine :

$$s(t) = R \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT) \cos(\omega_p t + \theta_k). \quad (4)$$

Totalitatea punctelor (x_k, y_k) formează constelația de semnale. În figura 2, sînt reprezentate constelații de semnale circulare, specifice modulației pure de fază.

Prin definiție, norma sau energia unui punct (x_k, y_k) este :

$$N = x_k^2 + y_k^2. \quad (5)$$

Se vede că toate punctele dintr-o constelație circulară au aceeași normă. Aceasta este o însușire de dorit a unei constelații. Totuși, dacă se dorește mărirea debitului binar de transmisie, trebuie format un multibit mai lung, ceea ce atrage după sine un număr mai mare de puncte de semnal, iar acestea (dacă sînt constrînse să rămînă pe un cerc) se apropie atît de mult între ele, încît, la recepție, datorită perturbațiilor din canal, devin anevoie de deosebit.

* Ing. *Sterian, C.* — IPA — București.

Iată de ce, în mod uzual, constelațiile cu număr mare de puncte sînt submulțimi finite ale unor latice bidimensionale. În figura 3,

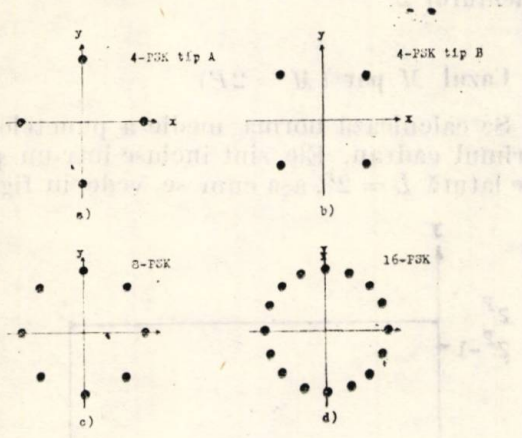


Fig. 2. Constelații de semnale circulare: a — modulație cu 4 faze tip A; b — modulație cu 4 faze tip B; c — modulație cu 8 faze; d — modulație cu 16 faze.

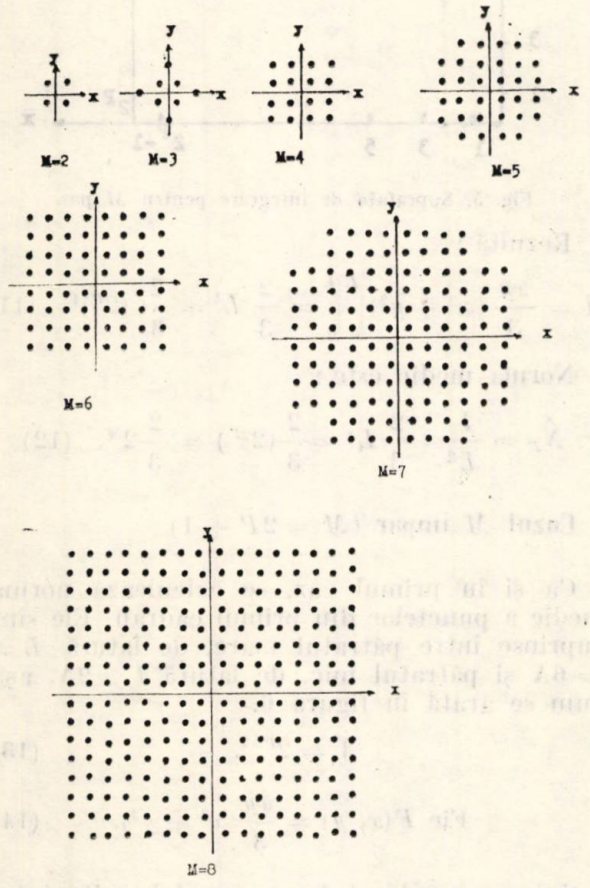


Fig. 3. Constelații de semnale rectangulare Campopiano-Glazer unde M este numărul de biți transmiși simultan.

se prezintă cunoscuta familie de constalații de semnale Campopiano-Glazer, denumită astfel după specialiștii în transmisiunea informației care au propus-o în anul 1962.

Forney et al., au dat în [2] formule aproximative de calcul al normei medii pentru constelațiile de semnale Campopiano-Glazer, în funcție de lungimea multibitului M. Ei apreciază aproximațiile ca fiind bune. În capitolul următor se prezintă modul lor de calcul, care se bazează pe o aproximație inregrală iar apoi, în capitolul al treilea, se deduc formulele exacte de calcul.

2. Calculul normei medii pentru constelațiile de semnale Campopiano-Glazer pe baza unei aproximări integrale

Se observă mai întîi că, înmulțind toți vectorii (x, y) dintr-o constelație de semnale cu scalarul real și pozitiv α, semnalul transmis $s(t)$ din (1) apare amplificat cu α, ceea ce nu-i modifică natura, întrucît orice modem include un amplificator cu cîștig reglabil prin care se stabilește nivelul de emisie. De aceea, se poate scala constelația de semnale așa cum se dorește și se preferă (deși nu este obligatoriu) ca x și y să fie numere întregi. Toate punctele (x, y) sînt luate cu egală probabilitate într-o transmisie de date și, dacă punctul $P(x, y)$ face parte din constelație, atunci de ea aparțin și punctele $P'(x, -y)$, $P''(-x, y)$ și $P'''(-x, -y)$. Prin urmare, cele patru cadrane au aceeași normă sau energie medie, deoarece :

$$(\pm x)^2 + (\pm y)^2 = x^2 + y^2. \tag{6}$$

Este, deci, suficient să se calculeze norma sau energia medie a punctelor din primul cadran, pentru care $x \geqslant 0$, $y \geqslant 0$.

Să ne concentrăm acum asupra familiei de constelații Campopiano-Glazer. Scalarea este astfel făcută încît distanța minimă între două puncte este de 2.

Se observă că, pentru M par ($M = 2P$), numărul de puncte din constelație este $2^M = 2^{2P} = (2^P)^2$. Constelația de semnale are o înfășurătoare în formă de pătrat cu latura 2^P.

Dacă, însă, M este impar ($M = 2P + 1$), numărul de puncte este $2^M = 2 \cdot 2^{2P} = 2(2^P)^2$ și nu este posibil ca acestea să fie organizate în formă de pătrat. De aceea, se adaugă un număr de puncte, astfel încît să se ajungă la un pătrat perfect.

Se pleacă de la identitatea :

$$3^2 = 2^3 + 1. \tag{7}$$

Se adună la numărul de puncte inițial 2^{2P+1} un număr de 4^{P-1} puncte suplimentare și se obține :

$$2^{2P+1} + 2^{2(P-1)} = 2^{2(P-1)}\,(2^3 + 1),$$

$$= 2^{2(P-1)} \cdot 3^2,$$

$$= (3 \cdot 2^{(P-1)})^2. \tag{8}$$

Se organizează punctele într-un pătrat de latură $3 \cdot 2^{(P-1)}$ și se extrag din el $4^{(P-1)}$ puncte de norma cea mai mare, în ordine descrescătoare. Întrucît punctele de normă mare se găsesc în colțurile pătratului, în urma extragerii punctelor suplimentare rezultă o constelație de semnale în formă de cruce.

Pentru a aproxima norma sau energia medie a unei constelații prin calcul integral, se consideră o curbă Γ, care înfășoară domeniul Σ ce include toate punctele de semnal. Se realizează o caroiere a domeniului prin drepte verticale duse la interval Δx și prin drepte orizontale trasate la distanță Δy. Acest lucru este arătat în figura 4.

Acum domeniul Σ este împărțit în dreptunghiuri de laturi Δx și Δy. Dacă Δx și Δy sînt mici, se poate considera că toate punctele din

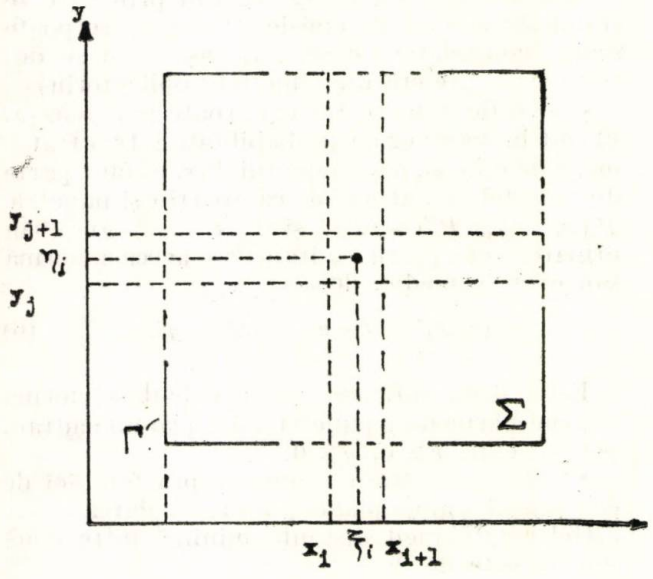


Fig. 4. Împărțirea domeniului care cuprinde constelația de semnale în suprafețe elementare.

interiorul dreptunghiului au aceeași normă. Fie ξ_i și η_j abscisa și ordonata unui punct din dreptunghiul, al cărui vîrf din stînga jos are coordonatele (x_i, y_j). Atunci, suma normelor punctelor din dreptunghiul respectiv este $(\xi_i^2 + \eta_j^2)\Delta x \Delta y$, iar suma normelor tuturor punctelor din interiorul domeniului Σ este :

$$N_\Sigma = \sum_{i,j} (\xi_i^2 + \tau_j^2)\, \Delta x\, \Delta y. \tag{9}$$

Cînd Δx și Δy devin infinit mici, N_Σ tinde spre integrala dublă :

$$I = \iint (x^2 + y^2)\, dx\, dy. \tag{10}$$

Aceasta reprezintă suma normelor tuturor punctelor din interiorul domeniului Σ. Atunci, norma medie este raportul dintre I și aria domeniului Σ.

Cazul M par $(M = 2P)$

Se calculează norma medie a punctelor din primul cadran. Ele sînt incluse într-un pătrat de latură $L = 2^P$, așa cum se vede în figura 5.

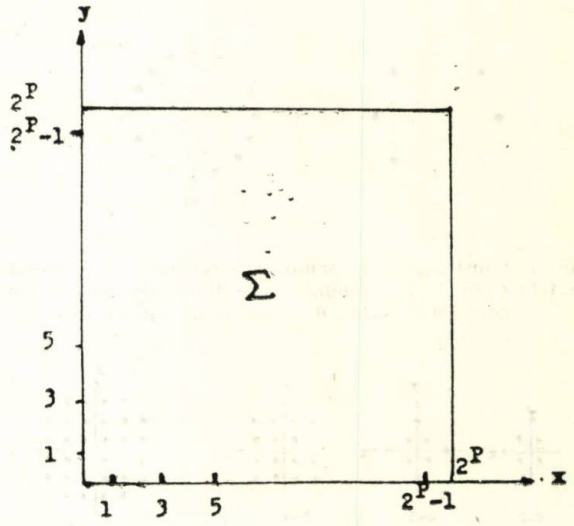


Fig. 5. Suprafața de integrare pentru M par.

Rezultă :

$$I = \frac{xy}{3}(x^2 + y^2)\Big|_0^L\Big|_0^L = \frac{2}{3} L^4 = \frac{2}{3} (2^P)^4. \tag{11}$$

Norma medie este :

$$\hat{N}_P = \frac{I}{L^2} = \frac{2}{3} L^2 = \frac{2}{3}(2^{2P}) = \frac{2}{3} 2^M. \tag{12}$$

Cazul M impar $(M = 2P + 1)$

Ca și în primul caz, se calculează norma medie a punctelor din primul cadran. Ele sînt cuprinse între pătratul mare, de latură $L = 6A$ și pătratul mic, de latură $l = 2A$, așa cum se arată în figura 6.

$$A = 2^{P-2}. \tag{13}$$

$$\text{Fie } F(x, y) = \frac{xy}{3}(x^2 + y^2). \tag{14}$$

Suma normelor tuturor punctelor din interiorul suprafeței hașurate este dată de :

$$N_S = F(x, y)\Big|_0^{6A}\Big|_0^{6A} - F(x, y)\Big|_{4A}^{6A}\Big|_{4A}^{6A} =$$

$$= F(6A, 6A) - F(6A, y) - F(4A, y)\Big|_{4A}^{6A} =$$

$$= F(6A, 6A) - F(6A, 6A) + F(6A, 4A) +)$$
$$+ F(4A, 6A) - F(4A, 4A) = F(6A, 4A) +$$
$$+ F(4A, 6A) - F(4A, 4A). \quad (15$$

Înlocuind, se obține :

$$N_S = \frac{31 \cdot 64}{3} A^4. \quad (16)$$

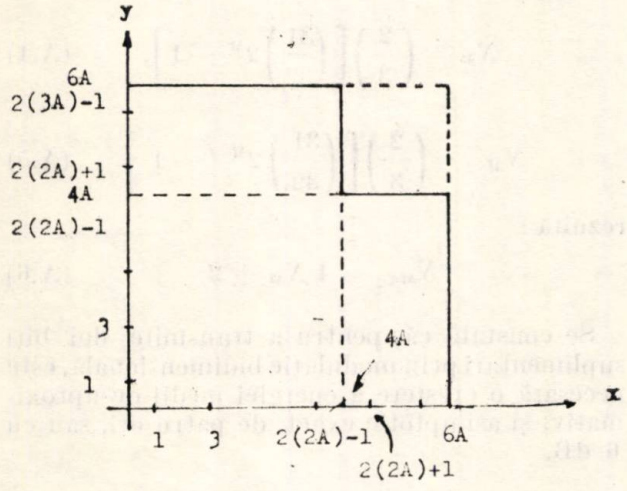


Fig. 6. Suprafața de integrare pentru M impar.

Aria suprafeței haşurate este :

$$S = 36\ A^2 - 4A^2 = 32\ A^2 \quad (17)$$

Norma medie rezultă :

$$\hat{N}_I = \frac{31 \cdot 2}{3} A^2. \quad (18)$$

Înlocuind pe A cu 2^{P-2} şi ţinînd seama de faptul că $M = 2P + 1$, se obține formula finală :

$$\hat{N}_I = \left(\frac{31}{48}\right) 2^M. \quad (19)$$

3. Calculul exact al normei medii pentru constelațiile de semnale Campopiano-Glazer

Deoarece constelația de semnale este o submulțime finită a unei latice, este întotdeauna posibil să se deducă formula exactă pentru norma medie, care diferă în funcție de paritatea lui M.

Cazul M par

Se calculează suma normelor punctelor din primul cadran, înconjurate de un pătrat de latură $L = 2^{P-1}$. Aceasta este :

$$S_P = \Sigma(x^2 + y^2) = \Sigma x^2 + \Sigma y^2. \quad (20)$$

Se efectuează prima dintre sume pe orizontală, cea de a doua pe verticală şi se obține :

$$S_P = 2[L \cdot 1^2 + L \cdot 3^2 + \ldots + L \cdot$$
$$\cdot (2L - 1)^2] = 2L[1^2 + 3^2 + \ldots +$$
$$+ (2L - 1)^2] = \frac{2L^2}{3}(4L^2 - 1). \quad (21)$$

Norma medie este raportul dintre S_P şi numărul de puncte L^2 :

$$N_P = \frac{S_P}{L^2} = \frac{2}{3}[(2L)^2 - 1] = \left(\frac{2}{3}\right)(2^M - 1). \quad (22)$$

Cazul M impar

Constelația de semnale cu $2^M = 2^{2P+1}$ puncte are forma unei cruci (fig. 7) :

Se calculează suma normelor punctelor din pătratul de latură $3A$ şi se scade din aceasta suma normelor punctelor din pătratul de latură A. Pentru prima dintre sume este valabilă formula dedusă anterior, cînd constelația are forma unui pătrat.

$$N_{3A} = \frac{2}{3}(3 \cdot 2^A)^2 [4 \cdot (3 \cdot 2^A)^2 - 1], \quad (23)$$

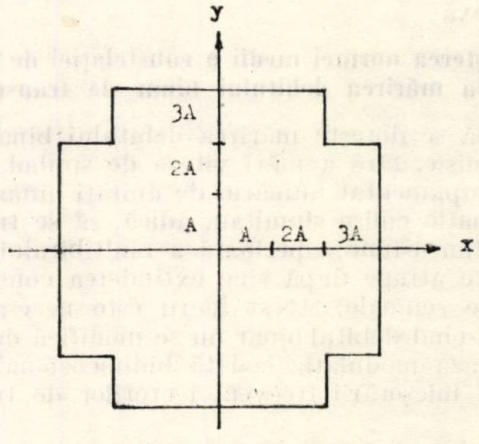


Fig. 7. Constelație de semnale în cruce.

$$N_A = 2A \sum_{a=1}^{A} [2(2A + a) - 1]^2, \quad (24)$$
$$= 2A \sum_{a=1}^{A} [2a + (4A - 1)]^2,$$
$$= 2A \left[\frac{4A(A + 1)(2A + 1)}{6} + \right.$$

$$+\frac{4(4A-1)A(A+1)}{2}+A(4A-1)^2\Big],$$

$$=\frac{2A^2}{3}(76\cdot A^2-1), \qquad (25)$$

$$N_{3A}-N_A=\frac{16}{3}A^2(31\cdot A^2-1). \qquad (26)$$

Norma medie pentru cazul M impar este :

$$N_I=\frac{N_{3A}-N_A}{8A^2}=\frac{2}{3}\left[\left(\frac{31}{32}\right)2^M-1\right]. \qquad (27)$$

Se observă că, indiferent de paritatea lui M, diferența dintre valoarea exactă N și cea aproximativă $\hat{N}$ este de $2/3 \cong 0{,}7$. Această eroare este cu atît mai neglijabilă cu cît M este mai mare, adică, cu cît constelația de semnale este mai largă.

4. Concluzii

Au fost deduse formulele exacte de calcul pentru norma medie a constelațiilor de semnale din familia Campopiano-Glazer. Se constată că diferența față de formulele aproximative, cunoscute din literatură, este relativ redusă și devine neglijabilă pentru dimensiuni mari ale constelațiilor.

Anexă

Creșterea normei medii a constelației de semnale la mărirea debitului binar de transmisie

Dacă se dorește mărirea debitului binar de transmisie, fără a mări viteza de simbol, trebuie suplimentat numărul de unități binare de informație emise simultan, adică, să se treacă la o dimensiune superioară a multibitului, M, ceea ce atrage după sine extinderea constelației de semnale. Acest lucru este necesar și atunci cînd debitul binar nu se modifică dar se utilizează modulația codată bidimensională în scopul micșorării frecvenței erorilor de transmisie.

Se impune să se cunoască cu cît crește energia medie a constelației de semnale odată cu mărirea dimensiunii.

Se disting patru cazuri :

Transmiterea a doi biți suplimentari pe simbol, utilizînd constalații de semnale în formă de pătrat

Rezolvînd :

$$N_M=\left(\frac{2}{3}\right)(2^M-1), \qquad (A.1)$$

$$N_{M+2}=\left(\frac{2}{3}\right)(2^{M+2}-1), \qquad (A.2)$$

rezultă :

$$N_{M+2}=4\,N_M+2. \qquad (A.3)$$

Transmiterea a doi biți suplimentari pe simbol, utilizînd constelații de semnale în formă de cruce

Luînd :

$$N_M=\left(\frac{2}{3}\right)\left[\left(\frac{31}{32}\right)2^M-1\right], \qquad (A.4)$$

$$N_{M+2}=\left(\frac{2}{3}\right)\left[\left(\frac{31}{32}\right)2^{M+2}-1\right], \qquad (A.5)$$

rezultă :

$$N_{M+2}=4\,N_M+2. \qquad (A.6)$$

Se constată că, pentru a transmite doi biți suplimentari prin modulație bidimensională, este necesară o creștere a energiei medii de aproximativ, și asimptotic exact, de patru ori, sau cu 6 dB.

Transmiterea unui bit suplimentar pe simbol prin trecerea de la o constelație în formă de pătrat la constelația dublă în formă de cruce

Luînd : N_M dat de (A.1) și :

$$N_{M+1}=\left(\frac{2}{3}\right)\left[\left(\frac{31}{32}\right)2^{M+1}-1\right], \qquad (A.7)$$

din (A.1) și (A.7), rezultă :

$$N_{M+1}=\frac{1}{8}\left(\frac{31}{2}N_M+5\right). \qquad (A.8)$$

Transmiterea unui bit suplimentar pe simbol prin trecerea de la o constelație în formă de cruce la constelația dublă în formă de pătrat

Avînd : N_M dat de (A.4) și :

$$N_{M+1}=\left(\frac{2}{3}\right)(2^{M+1}-1), \qquad (A.9)$$

din (A.4) și (A.9), rezultă :

$$N_{M+1}=\frac{2}{31}(32\,N_M+11). \qquad (A.10)$$

Așa cum era de așteptat, la dublarea constelației este necesară o creștere mai mică a ener-

giei medii, dacă se trece de la o constelație în formă de pătrat la una în cruce, decît atunci cînd se trece de la o constelație în cruce la una în formă de pătrat. Aproximativ, însă, pentru a transmite un bit suplimentar prin modulație bidimensională este necesară o creștere a energiei medii de două ori, sau cu 3 dB.

Bibliografie

[1] *Mateescu, A., Bănică, I., Popescu, S., Lorcoci, E.* Transmisiuni de date, București, Editura Tehnică, 1984.

[2] *Forney, G. D., Gallager, R. S., Lang, G. R., Longstaff, F. M.* and *Qureshi, Sh. U.* Efficient Modulation for Band-Limited Channels, IEEE J. Select. Areas Commun., **vol. SAC-2**, no. 5, Sep. 1984, p. 632—647.

[3] *G. J. Foschini, R. D. Gitlin, S. B. Weinstein.* Optimization of Two-Dimensional Signal Constellations in the Presence of Gaussian Noise, IEEE Trans. Commun., **vol. COM-22**, no. 1, Jan. 1974, p. 28—37.

[4] *P. J. van Gerwen, N. A. M. Verhoeckx, H. A. van Essen and F. A. M. Snijders.* Microprocessor Implementation of High-Speed Data Modems. IEEE Trans. Commun, **vol. COM-23**, no. 2, Feb., 1977, p. 238—250.

[5] *C. Sterian,* Compensarea ecoului în telecomunicații, Editura Tehnică, 1989.

RECENZII

Baza de date în economie

Experiențe — Realizări — Tendințe

(Datenbanken in der Ökonomie)

Editura „Die Wirtschaft", Berlin, RDG, 1989

Apărută sub îngrijirea unui colectiv prestigios de autori, sub conducerea dr. doc. Richard Kurth, lucrarea face o analiză a experienței acumulate și a realizărilor înregistrate, precum și a tendințelor actuale, privind utilizarea bazelor de date în economie. Importanța și actualitatea problemei rezidă în sarcinile crescînde care stau în fața sistemelor informaționale complexe menite să contribuie la ridicarea calității actului de conducere la nivel macro- și microeconomic. În acest context, bazele de date sînt considerate ca instrument și obiect al intensificării proceselor informaționale de conducere cu ajutorul calculatorului. De asemenea, analiza făcută de autori, deși a avut în vedere în special bazele de date realizate pe calculatoare mari și medii, nu neglijează însă nici rolul crescînd pe care urmează a-l avea microcalculatoarele și calculatoarele personale.

Destinată conducătorilor de unități economice și organe de stat, cît și celor care doresc să-și formeze o privire de ansamblu fundamentată asupra stadiului și tendințelor în utilizarea bazelor de date în procesul de conducere, lucrarea se impune, deopotrivă, prin caracterul ei sintetic și analitic. Astfel, capitolul introductiv tratează despre rolul și funcțiile bazelor de date în procesul reproducției, punînd accent pe cauzalitatea proceselor de conducere și informare în strategia economică. Totodată, este amintită necesitatea calificării și raționalizării sistemelor informaționale, bazate pe sisteme informatice, în cadrul cărora bazele de date să fie instrumentul și obiectul fluxului informațional-decizional.

În continuare sînt analizate caracteristicile calitative, structura și factorii ce influențează bazele de date din economie, făcîndu-se referiri la conținutul și aria de cuprindere a acestora. Un loc aparte îl ocupă funcțiile software-ului necesar gestionării bazelor de date, pentru ca, mai departe, să se detalieze probleme legate de introducerea bazelor de date în economie. Sînt prezentate diferitele forme de utilizare a bazelor de date, aspectele organizatorice privind implementarea acestora, cele legate de utilizarea bazelor de date distribuite, ca și probleme legate de pregătirea cadrelor necesare.

O altă parte a lucrării se ocupă de combinațiile posibile între baze de date și bănci de modele și metode de proiectare/prelucrare, iar un capitol distinct este consacrat domeniilor și alegerii soluțiilor de utilizare a bazelor de date. În cadrul acestuia din urmă un loc im-

portant îl ocupă selecția domeniilor în care ar putea fi utilizate baze de date, chiar și în sisteme CAD/CAM integrate. În același timp, pornind de la selecția domeniilor, sînt expuse probleme legate de utilizarea bazelor de date în planificare-cercetare-dezvoltare, la nivelul organelor de stat și în profil teritorial.

Analiza făcută de autori privește și poblemele legate de proiectarea bazelor de date și de determinarea eficienței acestora. Considerațiile privind proiectarea au un caracter general și se referă la bazele metodologice, în vreme ce eficiența ar fi determinată, după opiniile lor, de calitatea proiectării, ca și de cuprinderea, sistematizarea și evaluarea efectelor.

Lucrarea se încheie cu prezentarea tendințelor în prefigurarea și utilizarea bazelor de date, inclusiv a celor distribuite, punînd un accent deosebit pe confortul în utilizare, pe care acestea trebuie să-l asigure.

Faptul că această carte este destinată unui mediu nespecializat în domeniu, dar cu atribuții de conducere și decizie — mediu pe care caută să-l formeze și să-l informeze — nu face decît să-i extindă adresa, tratînd o sferă de preocupări modernă, fără de care nu mai poate fi concepută astăzi nici o sferă de activitate.

Analist *Părău Manfred*

Centrul de Calcul al I.C.P.E. — București

Programare în Standard—Basic

Ivo Machačka:

(Programmierung in Standard-Basic)

Editura „Die Wirtschaft", Berlin, RDG, 1989

Cartea tratează o încercare de standardizare a limbajului BASIC sub numele de „Standard-Basic", propusă pentru prima dată în 1978 sub numele de „Minimal Basic" și dezvoltată în 1984, acceptată de mai multe instituții și organizații internaționale ; ca NSI (American National Standards Institute) și ECMA (European Computer Manufacturers Association) în 1978 și ISO (International Organization for Standardization) în 1984.

Prin această lucrare autorul dorește să ofere un manual pentru învățarea limbajului Standard-Basic, prin intermediul căruia utilizatorul poate dezvolta programe cu un grad înalt de portabilitate, acceptate pe mai multe tipuri de calculatoare, ceea ce era practic imposibil pentru mulțimea variantelor limbajului Basic existente.

Limbajul Basic standardizat este tratat structurat în șapte module. Modulul central (secțiunile 4—7) descrie utilizarea instrucțiunilor de atribuire, de salt, de decizie și de ciclare, intrare-ieșire, lucrul cu vectori și cîmpuri, funcții și proceduri. Două module dezvoltate pentru lucrul cu fișiere (secțiunea 8) prezintă modurile de organizare a fișierelor care pot fi prelucrate secvențial sau prin acces direct. Alte două secțiuni tratează modulul grafic (secțiunea 10) și modulul de timp real (secțiunea 11).

Modulul aritmetic în virgulă fixă (secțiunea 3) descrie instrucțiunile de calcul, de prelucrare a constantelor și variabilelor alfanumerice și numerice. În vreme ce secțiunea 9 este consacrată modulului de editare.

Cu excepția modulelor grafic și de timp real, în care sînt prezentate principiile de bază, celelalte module sînt tratate temeinic, exhaustiv, începînd cu noțiunile de bază.

Cartea conține numeroase exemple pentru o înțelegere mai rapidă și profundă a noțiunilor.

Matem. *Onica Paraschiva* — director

Centrul de Calcul al I.C.P.E. — București

1991 JAN 03

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) Bucureşti. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimte la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90. int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
UNIVERSUL :
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2053

E 2040/1

E 10E

REFERÁLVA

1991 -01- 02

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL • 38 NR. 3 • APRILIE 1990

1991 JAN 2 3

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 38 Nr. 3 aprilie 1990

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 681.5.03: 681.142

PROCES LENT CU TIMP MORT
SIMULARE NUMERICĂ

Balázs, M.: **Metodă pentru reglarea proceselor lente cu timp mort.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 97

Se prezintă o metodă de reducere a suprareglajului la procesele lente cu timp mort prin utilizarea alternativă combinată a reglajului bipoziţional cu cel continuu. Fiind dat şi algoritmul de simulare, metoda este pretabilă şi pe microcalculator.

CZ 681.142: 530.18

LINIARIZARE LOCAL-ITERATIVĂ
ECUAŢII DIFERENŢIALE

Coloşi, T. ş.a.: **Liniarizarea local-iterativă a soluţiilor ecuaţiilor diferenţiale: exemple rulate pe calculator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 100

Lucrarea expune algoritmul general cu care se rezolvă o serie de exemple de utilizare a procesului numeric de liniarizare local-iterativă a soluţiilor unor ecuaţii de gradul 1, 2, 3 şi 4, cu aplicaţii în electrotehnică, automatică şi electronică.

CZ 534.83: 621.894.8

TESTOR ANALOGIC
IMUNITATE DE PERTURBAŢII
TESTARE CU CALCULATORUL

Voiculescu, E., Ilea, M., Neamţu, M. V.: **Testarea acţionărilor cu motoare pas cu pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 112

Pornind de la specificul acţionărilor cu MPP, lucrarea stabileşte criteriile de testare dinamică a acestor acţionări şi descrie un testor analogic destinat acestui scop. Echipamentul testează sistemul compus din motor, sarcină şi partea electronică asociată a motorului: translatorul şi driverele.

CZ 621.383: 530.7

PANOURI SOLARE
CELULE FOTOVOLTAICE
SISTEM AUTOMAT DE GHIDAJ

Constantin, P., Chermitti, A.: **Un sistem extremal pentru ghidajul automat al panourilor solare cu celule fotovoltaice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 117

Se prezintă o instalaţie solară cu celule fotovoltaice, presupunîndu-se un sistem automat extremal oscilant pentru ghidajul acesteia. Se descrie partea electronică şi se face un studiu al sistemului în regim static şi dinamic cu metoda planului fazelor.

CZ 621.3.072: 621.396

MAŞINA SINCRONĂ
ACORDARE RAT

Dumitrache, I. ş.a.: **Acordarea blocurilor de stabilizare ale regulatorului de tensiune al generatorului sincron.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 126

Se prezintă un procedeu de acordare a regulatorului de tensiune cu reacţii adiţionale, bazată pe metoda separării domeniilor. Verificarea proiectării şi sensibilitatea performanţelor faţă de punctul static de funcţionare se face prin simulare numerică.

CZ 231.189.125: 3.159.202

ACŢIONARE REGLABILĂ
PROCESE TRANZITORII

Coita, V.: **Consideraţii privind procesele tranzitorii la pornire într-o acţionare reglabilă cu maşini asincrone cu inele şi convertoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 130

Lucrarea studiază procesele tranzitorii la pornire într-o acţionare reglabilă cu maşini asincrone cu inele şi convertoare.

CZ 621.323: 621.314

TRANZISTOARE CU STRUCTURĂ MOS
CONVERTOARE STATICE DE PUTERE

Popovici, D.: **Utilizarea unor noi tranzistoare cu structură metal-oxid-semiconductor în convertoarele statice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 138

Se prezintă structura unor tranzistoare de putere cu caracteristici favorabile alcătuirii convertoarelor statice performante, ca şi modul de interfaţare a unui astfel de convertor cu un microsistem de calcul.

RECENZII 143

CRONICĂ 145

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂRINA; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; acad. prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESU; prof. dr. doc. şt. teh. ing. G. HORTOPAN; ing I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. şt. teh. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. VALERIUS STANCIU — redactor responsabil adjunct; prof. dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU — redactor responsabil.

Redactor responsabil: GRETA ANDREI

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681.5.03

МЕДЛЕННЫЙ ПРОЦЕСС С ХОЛОСТЫМ ВРЕМЕНЕМ
ЦИФРОВОЕ СИММУЛИРОВАНИЕ

Балаш, М.: **Метод для регулировки медленных процессов с холостым временем.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 97

Представляется метод сокращения перерегулировки медленных процессов с холостым временем с помощью комбинированного переменного использования бипозиционной регулировки с постоянным. Имея в виду что дан алгорифм симмулирования, метод является хорошим и для микро ЭВМ.

УДК 681.142: 530.18

ИТТЕРАТИВНАЯ-ЛОКАЛЬНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Колоши, Т. и др.: **Иттеративная локальная линеаризация для результатов дифференциальных уравнений: примеры используемые на ЭВМ.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 100

Работа представляет главный алгорифм, с помощью, которого решаются примеры использования цифрового процесса иттеративно локальной линеаризации некоторых результатов уравнений 1, 2, 3 и 4 степени, с применениями в электротехнике, автоматике и электронике.

УДК 534.83: 621.394.8

АНАЛОГОВЫЙ ТЕСТЕР
ИМУНИТЕТ ПОМЕХ
ТЕСТИРОВАНИЕ С ЭВМ

Войкулеску, Е., Иля, М., Нямцу, М. Б.: **Тестирование приводов с шаговыми двигателями.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 112

Начиная от специфики приводов с шаговыми двигателями, работа устанавливает критерии для тестирования динамического этих приводов и описывает аналоговый тестер, предназначенный для этой цели. Оборудование тестирует систему составленную из двигателя, нагрузки и электронной части в составе с двигателем: транслятор и задающие каскады.

УДК 621.383: 530.7

СОЛНЕЧНЫЕ ПАНЕЛИ
ФОТОВОЛЬТАИЧЕСКИЕ ЯЧЕЙКИ
АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ДЛЯ НАПРАВЛЕНИЯ

Константин, К., Керматти, А.: **Экстремальная система для автоматического направления солнечных панелей с фотовольтаическими ячейками.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 117

Представляется солнечная установка с фотовольтаическими ячейками, предполагая экстремальную автоматическую колебательную систему для направления этой. Описывается электронная часть и осуществляется изучение системы в статическом и динамическом режиме с помощью метода плана фаз.

УДК 621.3.072: 621.396

СИНХРОННАЯ МАШИНА
НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Думитраке, И. и др.: **Настройка блоков для стабилизации регуляторов напряжения для синхронного генератора.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 127

Представляется метод настройки регулятора напряжения с добавочными реакциями, основанными на методе разделения областей. Проверка проектирования и чувствительности достижений относительно статической точки работы осуществляется цифровым симмулированием.

УДК 231.189.125: 3.159.202

РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПРИВОД
ТРАНЗИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ

Коита, В.: **Учитывания относительно процессов транзита при пуске в приводе регулируемого асинхронными машинами с кольцами и преобразователями.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 130

Работа изучает процессы транзита при пуске в приводе регулируемого асинхронными машинами с кольцами и преобразователями.

УДК 621.323: 621.314

ТРАНЗИСТОРЫ СО СТРУКТУРОЙ МОП
СТАТИСТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МОЩНОСТИ

Попович, Д.: **Использование некоторых новых транзисторов со структурой метал-окись-полупроводник в статических преобразователях.**

Е.Е.А. — **Eletrotehnica 38,** № 3, апрель 1990 г., стр. 138

Представляется структура некоторых транзисторов мощности с характеристиками благоприятными для составления статических преобразователей с достижениями также как и способ интерфейса такого преобразователя с микросистемой вычисления.

INHALT

DK 681.5.02

LANGSAMER TOTZEITVORGANG
DIGITALE NACHBILDUNG

Balasz, M.: **Einstellungsmethode der langsamen Totzeitvergänge.**

E.E.A. — **Electrotehhnica 38,** Nr. 3, Apr 1990, S. 97

Es wird eine Reduktionsmethode der Uberregelung durch die alternativkombinierte Anwendung der Zweripunkt — und der stufenlosen Regelung bei den langsamen Totzeit-vorgöngen dargestellt. Mit dem gegebenen Simulationsalgorithmus gibt sich die Methode auch auf dem Mikrorechner her.

DK 681.142: 530.18

LOKAL — ITERATIVE LINEARISIERUNG

Coloşi, T u.a.: **Die lokal — iterative Linearisierung der Lösungen der Differentialgleichungen: Rechnerimplementierte Beispiele.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 100

Der Beitrag stellt der allgemeine Algorithmus zum Lösen einiger Reihen von Anwendungsbeispiele des lokal — iterativen Linearisierungs — vorgangs der Gleichungslösungen ersten, zweiten, dritten und vierten Grades mit Anwendungen in der Elektrotechnik, Automatik und Elektronik dar.

DK 534.83: 621.394.8

DIGITALPRÜFER
STÖRUNGSIM UNITÄT
PRÜFUNG MIT DEM RECHNER

Voiculescu, E., Ilea, M., Neamtu, M. V.: **Das Prüfen der Schrittmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 112

Ausgehend vom Kennzeichen des Schrittmotorenantriebs, legt der Beitrag die Kriterien der dynamischen Prüfung dieser Antriebe fest, und beschreibt einen zu diesem Zweck hergestellten Digitalprüfer. Die Ausrüstung prüft das System, das vom Motor, der Belastung und dem zugeordneten elektronischen Teil: der Transloter und die Stuersteilen, besteht.

DK 621.383: 530.7

SONNENTAFELN
PHOTOVOLTZELLEN
AUTOMATISCHEN — LEITUNGSSYSTEM

Constantin, P., Chermitti, A.: **Extremalsystem zur automatischen Leitung der Sonnentafeln mit Photovoltzellen.**

E.E.A. **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 117

Es wird eine Sonnenanlage mit Photovoltzellen dargestellt indem man sich automatisches extremales Schwingungs — system zu deren Leitung voransetzt. Im Beitrag wird ebenfalls der elektronische Teil geschildert und ein Studium des Systems im statischen und dynamischen Betrieb mit der Phasenplanmethode unternimmt.

DK 621.3.072: 621.396

SYNCHRONMASCHINE
ABSTIMMUNG DES SPANNUNGSREGLERS

Dumitrache, I., u.a.: **Die Abstimmung der Stabilisierungs — blöcke bei dem Spannungsreglers des Synchorongenerators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 126

Es wird ein Abstimmumgsvorgang des Spannungsreglers mit zusätzlichen Reaktionen geschildert, der auf der Bereichstrennungmethode beruht. Die Entwurfsprüfung und die Leistungsempfindlichkeit gegenüber der statistischen Funkonsstelle wird durch Digitalsimulierung unternommen.

DK 231.189.125.3.159.202.

VERSTELLBARER ANTRIEB
ÜBERGANGSPROZESSE

Coita, V.: **Gesichtspunkte betreffend der Übergangsvorgänge am Anfang eines verstellbaren Antriebs mit Asynhronmaschinen, mit Ringe und Konverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 130

Die Arbeit befass sich mit den transitorischen Prozess in einer regelbaren Wirkung mit Asynchronmaschinen mit Ringen und Konvertor.

DK 621.323 :621.314

MOS — TRANSISTOREN
STATISCHE LEISTUNGSCONVERTER

Popovici, D: **Die Anwendung der neuen MOS — Transistoren in dem statischen Konverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 3, Apr 1990, S. 138

Es wird Struktur der Leistungstransitoren mit günstigen Charakteristiken für die Durchfuhrung der statischen Hochleistungskonvertor und ebnfalls die Schnittstelleleistungsart eines solchen Konverters mit einem Rechenmikrosystem dargestellt.

CONTENTS

CD 681.5.03.

IDLE-TIME SLOW PROCESS
DIGITAL SIMULATION

Balasz, M: **Method of controlling the idle-time slow processes**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 97

A method of diminishing the overcontrol of the idle-time slow processes by employing both the bipositional and the continuous control is presented. As the simulation algorithm is also given, this method can be used on the microcomputer too.

CD 681.142: 530.8

LOCAL-ITERATIVE LINEARIZATION
DIFFERENTIAL EQUATIONS

Caloşi, T. ş. a.: **Local-iterative linearization of differential equation solutions: computer-processed examples.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 100

The paper presents the general algorithm which is employed to solve some examples of using a digital process for the local-iterative linearization of the solutions of some linear, quadratic, cubic and biquadratic equations having application within the electric engineering, control engineering and electronics fields.

CD 534.83: 621.394.8

ANALOG TESTER
DISTURBANCE PROOFING
COMPUTER TESTING

Voiculescu, E. ş.a.: **Testing the step-by-step motor drives.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 112

Starting from the specific features of the step-by-step motor drives the paper settles the criteria for the dynamic testing of those drives and describes an analog tester built for this purpose. The equipment tests the system containing the motor, the load and the electronic components which accompany the motor: the translator and the drives.

CD 681.383: 530.7

SOLAR PANELS
PHOTOVOLTAIC CELLS
AUTOMATIC TRACKING SYSTEM

Constantin, P., Chermitti, A.: **Extremal system for the automatic tracking of the photovoltaic-cell solar panels.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 117

A photovoltaic-cell solar plant is presented assuming oscillating extremal automatic system for its tracking. The electronic part described is studied under steady and dynamic state using the phaseplane method.

CD 621.3.072: 621.396

SYNCHRONOUS MACHINE
VOLTAGE REGULATOR TUNING

Dumitrache, I. ş.a.: **Tuning the regulating gears of the synchronous generator voltage regulator.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 126

A tuning procedure is shown for a voltage regulator having additional reactions, based on the field separation method. Its design and performance sensitivity to the steady operating point are tested by digital simulation.

CD 231.189.125: 3.159.202.

ADJUSTABLE DRIVE
TRANSIENT PROCESSES

Coita, V.: **Remarks regarding the transient processes when starting an adjustable drive with asynchronous machines with rings and converters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 130

The paper studies the transient processes when starting an adjustable drive with asynchronous machines with rings and converters.

CD 621.323: 62.314

MOS STRUCTURE TRANSISTORS
STATIC POWER CONVERTER

Popovici, D.: **Employment of new metal-oxide-semiconductor structure transistors within the static converters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 138

The structure of the power transistors having suitable characteristics for making up superior static converters is given and the way of interfacing such a converter with a computing microsystem is described.

SOMMAIRE

CD 681.5.03.

PROCESSUS LENT À TEMPS MORT
SIMULATION NUMÉRIQUE

Balazs, M.: **Méthode pour régler les processus lents à temp mort.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 97

On y présente une méthode pour réduire le surréglage aux processus lents à temps mort par l'emploi alternatif du réglage bipositionnel et du réglage en continu. Comme on donne également l'algorithme de simulation, la méthode peut être aussi appliquée aux micro-ordinateurs.

CD 681.142: 530.18

LINÈARISATION LOCALE-ITÈRATIVE
EQUATIONS DIFFÈRENTIELLES

Coloşi, T. et al.: **Linéarisation local-itérative des solutions des équations différentielles: exemples obtenus à l'aide de l'ordinateur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 100

L'ouvrage expose l'algorithme général moyennant lequel on résoud plusieurs exemples d'emploi du processus numérique de linéarisation locale-itérative des solutions de quelque équations du Ier, IIéme, IIIéme et IVéme degrés, à applications dans l'électrotechnique, l'automatique et l'électronique.

CD 534.83: 621.394.8

ESSAYEUR ANALOGIQUE
IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS
ESSAÏ ASSISTÉ PAR L'ORDINATEUR

Voiculescu, E., Ilea, M., Neamţu, M.V.: **Essaï des entraînements par moteurs pas à pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 112

A partir des caractéristiques spécifiques aux entraînements par moteurs pas á pas, l'ouvrage établit des critères d'essaï dynamique de ces entraînements présentant un essayeur analogique utilisé dans ce but. L'équipement essaie le système comportant le moteur, la charge et le bloc électronique associé au moteur: le translateur et les dispositifs d'entraînement.

CD 621.383: 530.7

PANNEAUX SOLAIRES
CELLULES PHOTOVOLTAÏQUES
SYSTÈME AUTOMATIQUE DE COMMANDE

Constantin, P., Chermitti, A.: **Système extrémal pour la commande automatique des panneux solaires à cellules photovoltaïques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 3, apr 1990, p. 117

On y présente une installation solaire a cellules photovoltaïques, proposant un système automatique extrémal oscillant pour la commande de celle-ci. On y décrit la partie électronique et l'on étudie le système en régime statique et dynamique par la méthode du plan des phases.

CD 621.3.072: 621.396

MACHINE SYNCHRONE
ACCORD REGULATEUR DE TENSION

Dumitrache, I. et. al.: **Accord des blocs de stabilisation du régulateur de tension du générateur synchrone.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 38, nr. 3, apr 1990, p. 126

On y présente un procédé pour l'accord du régulateur de tension a réactions additionnelles, appliquant la méthode de la séparation des domaines. Par simulation numérique on a vérifié la conception et la sensibilité des performances compte tenu du point statique de fonctionnement.

CD 231.189.125: 3.159.202

ENTRAÎNEMENT REGLABLE
PROCESSUS TRANSITOIRES

Coita, V.: **Considérations sur les processus transitoires au démarrage dans un système d'entrainement à machines asynchrones à anneaux et à convertiseurs.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** nr. 3, apr 1990, p. 130

Dans cet ouvrage on étudie les processus transitoires au démarrage dans un système d'entrainement réglable à machines asynchrones, à anneaux et à convertisseurs.

CD 621.323: 621.314

TRANSISTORS À STRUCTURE MOS
CONVERTISSEURS STATIQUES DE PUISSANCE

Popovici, D.: **Emploi de nouveaux transistors MOS aux convertisseurs statiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38.** nr. 3, apr 1990, p. 138

On y présente la structure de quelques transistors de puissance a caractéristiques favorables pour réaliser des convertisseurs statiques performants ainsi que la modalité d'interface d'un tel convertisseur avec un microsystème de calcul.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) Bucureşti. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimte la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90. int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export — import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001 — Telex 01.12.26

Tiparul :
UNIVERSUL :
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2091

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE ȘI ELECTRONICE

Electrotehnica nr. 3

CZ 681.5.03

PROCES LENT CU TIMP MORT
SIMULARE NUMERICĂ

Metodă pentru reglarea proceselor lente cu timp mort

MIHAI BALAZS* – TG. MUREȘ

Introducere

În cazul unor procese lente pretențioase cu timp mort pentru menținerea mărimii reglate între limitele prescrise de tehnologia de fabricație, se impune o reglare continuă [1]. În general, criteriul de acordare a regulatorului este ales astfel încît reglajul să îndeplinească integral o cerință tehnologică primordială, iar celelalte mărimi impuse să fie satisfăcute parțial în limitele compromisului acceptat. Astfel, în cazul proceselor termice și termochimice se impune o anumită precizie la reglarea temperaturii și, concomitent, reducerea suprareglajului sub limita admisă de tehnologie. Fiind vorba de procese lente, utilizarea reglajului cu răspuns de tip „critic amortizat", sau, apropiat de acesta pentru reducerea suprareglajului, conduce la timp de pornire și, în general, regim tranzitoriu inadmisibil de mare, iar la apariția perturbațiilor puternice pericliteză și precizia reglării.

În lucrare se studiază posibilitatea soluționării problemei prezentate prin utilizarea alternativă/combinată a reglajului bipozițional cu cel continuu și se prezintă simularea pe calculator a buclei de reglaj automat. Metoda prezentată este pretabilă și pe microcalculator, iar soluția practică are un preț de cost relativ redus. Simularea numerică a buclei de reglaj asigură economie de timp, energie, materie primă în fazele de concepție — proiectare — acordare regulator — testare/verificare performanțe.

1. Structura buclei de reglaj automat

Schema de principiu a sistemului de reglaj automat particularizat pentru un reglaj de temperatură se prezintă în figura 1, varianta cu reacție negativă, existentă la majoritatea sistemelor automate. Se utilizează notațiile: K_{EE}, K_P, K_T — coeficienți de proporționalitate; m — mărimea de execuție; T_p — constanta de timp a procesului; U_c — mărimea de comandă; θ_i — temperatura de referință; θ_r — temperatura măsurată; θ — temperatura reală din proces; $\Delta\theta$ — abaterea; τ — timpul mort.

În continuare funcțiile de transfer Y_{EE}, Y_P și Y_T se consideră cunoscute și fixe în vederea comparării diferitelor structuri pentru Y_R.

Pentru procese nepretențioase se utilizează regulatoare bipoziționale, forma de variație a temperaturii la o pornire urmată de un regim staționar fiind reprodusă în figura 4, curba 1.

Procesele care implică o tehnologie mai riguroasă sînt reglate cu ajutorul regulatoarelor continue, care asigură un algoritm de reglare proporțional — integral (PI) și o abatere în regim staționar redusă la valoarea (apropiată de zero). Stabilirea coeficientului de proporționalitate K_R și a constantei de timp T_i a regulatorului, pe baza criteriului suprafeței minime

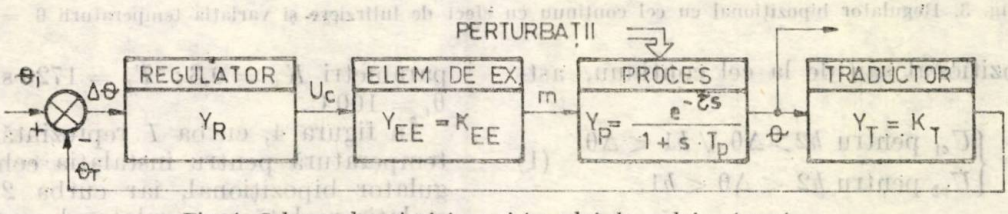


Fig. 1. Schema de principiu a sistemului de reglaj automat.

* Cerc. șt. *Balázs, M.* — ICPE — filiala Tg. Mureș.

(Ziegler-Nichols) [2, 3], asigură, în general, un compromis satisfăcător între mărimea suprareglajului și lungimea regimului tranzitoriu. Reducerea suprareglajului prin modificarea parametrilor de reglaj în sensul propus de criteriul amplitudinii minime implică o creștere a duratei regimului tranzitoriu, creștere supărătoare și uneori inadmisibilă [2], [4].

2. Soluțiile propuse

În vederea diminuării suprareglajului și păstrării performanțelor atît în regim static ($\Delta \approx 0$), cît și în regim dinamic (eliminarea rapidă a perturbațiilor mari) se combină regulatorul *PI*, acordat după criteriul suprafeței minime, cu un regulator bipozițional clasic (fig. 2.).

Mărimea de comandă U_e se culege cu ajutorul elementului de comutare K de la regulatorul bipozițional sau de la cel continuu, astfel:

$$U_e = \begin{cases} U_{c1} \text{ pentru } h2 > \Delta\theta \vee h1 < \Delta\theta \\ U_{c2} \text{ pentru } h2 < \Delta\theta < h1. \end{cases} \quad (1)$$

Prin alegerea corespunzătoare a pragurilor h_1 și h_2 care delimitează zona de lucru a regulatorului *PI*, se poate reduce suprareglajul de la valoarea θ_1 la valoarea θ_2 (figura 3, curbele *1* și *2*). În practică, această reducere poate fi de 5%, implicînd un regim tranzitoriu mai lung.

Performanțe mult îmbunătățite se pot atinge prin introducerea suplimentară a unui efect de întîrziere (figura 3).

Mărimea de comandă U_e se definește cu ecuațiile (1), fiind valabile și ecuațiile (2):

$$\Delta\theta_1 = \begin{cases} 0 \text{ pentru } \Delta\theta > P \\ \Delta\theta \text{ pentru } \Delta\theta < P \end{cases} \quad (2)$$

Prin alegerea corespunzătoare a pragului de basculare P_i (și implicit a intervalului de întîrziere t_i) se poate asigura diminuarea primului vîrf de suprareglaj și încadrarea rapidă a mărimii reglate în limitele admise (figura 3, curba *2*).

Pentru o analiză comparativă a performanțelor obținute cu diferitele configurații de regulatoare în figura 4 s-a prezentat pornirea unei instalații caracterizată prin următorii parametri $K_p = 0{,}3$; $T_p = 1720$ s; $\tau = 180$ s; $\theta_i = 100$°C.

În figura 4, curba *1* reprezintă variația de temperatură pentru instalația echipată cu regulator bipozițional, iar curba *2*, pentru instalația reglată cu regulatorul continuu tip *PI* acordat după criteriul Ziegler-Nichols. Curbele *3* și *4* au fost obținute cu regulatorul din figura 2, remarcîndu-se regimul tranzitoriu relativ scurt pentru curba *3*. Utilizarea configurației din figura 3 duce la micșorarea abaterilor

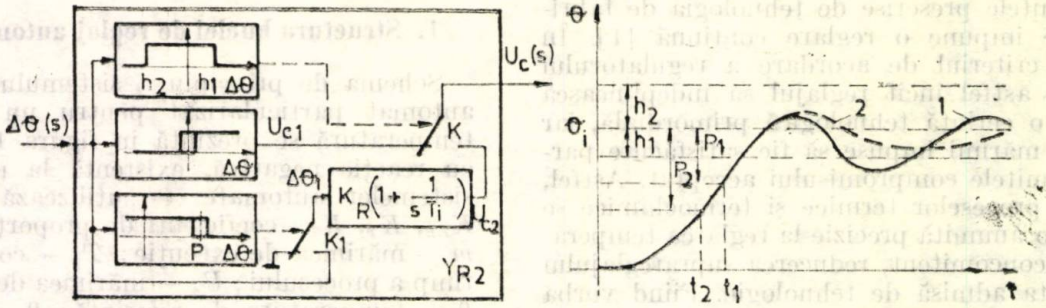


Fig. 2. Regulator *PI* combinat cu cel bipozițional și variația temperaturii $\theta = f(t)$.

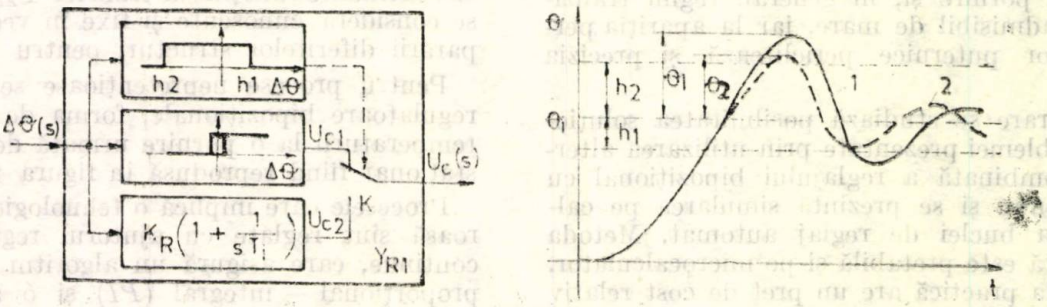


Fig. 3. Regulator bipozițional cu cel continuu cu efect de întîrziere și variația temperaturii $\theta = f(t)$.

pozitive (chiar cu 85%) (curbele *5*, *6*), performanţele obţinute fiind pe deplin satisfăcatoare.

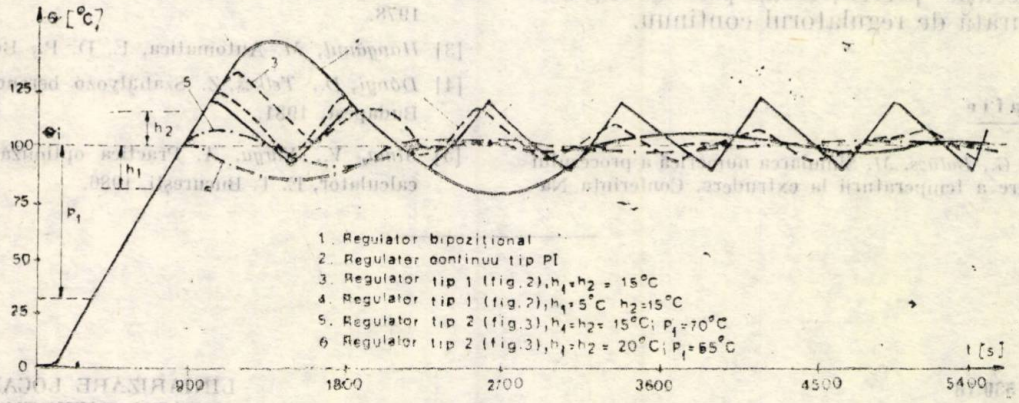


Fig. 4. Pornirea instalaţiei cu diferite regulatoare.

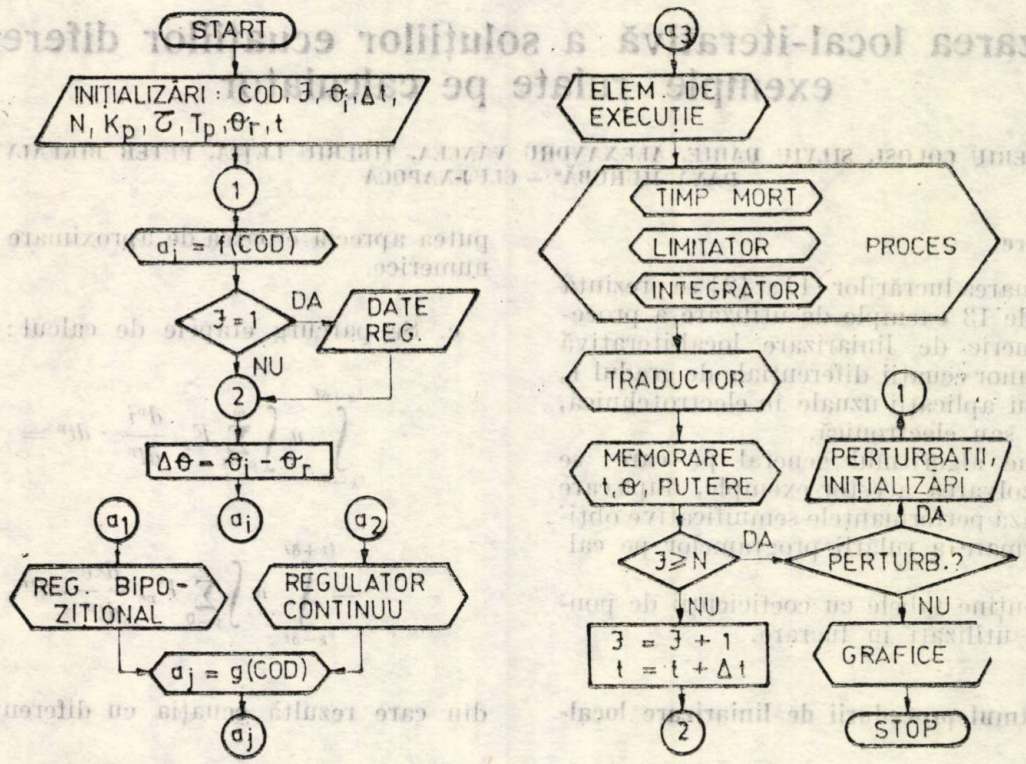


Fig. 5. Schema logică a programului principal.

3. Simularea numerică a buclei de reglaj automat

Pentru alegerea şi acordarea optimă a regulatorului în scopul încadrării mărimii reglate în limitele toleranţelor tehnologice impuse s-a folosit metoda simulării pe calculator a întregului proces bazat pe un model matematic. Schema logică a programului principal se prezintă în figura 5, unde s-au folosit notaţiile : *COD* — număr care specifică tipul regulatorului ; *N* — numărul de iteraţii ; *t* — pasul de integrare.

Elementele buclei de reglaj s-au simulat separat în cîte un subprogram pentru a facilita modificarea structurii buclei. Programul de simulare a fost scris într-un limbaj conversaţional şi accesibil, pretabil şi pe micro/minicalculatoare.

4. Concluzii

Utilizarea alternativă/combinată a regulatorului bipoziţional cu cel continuu în reglarea proceselor lente cu timp mort poate îmbunătăţi în mod substanţial calitatea reglării prin micşorarea suprareglajului şi a duratei regimului tranzitoriu, performanţele sistemului fiind comparabile cu cele obţinute cu regulatoare numerice, iar regulatorul prezentat poate constitui o etapă intermediară în trecerea la reglajul numeric tip DDC. Simularea pe calculator a buclei de reglaj asigură economie de timp, energie, materie primă şi elimină o cantitate importantă de rebut [2], [5].

Soluţia practică prezintă avantajul unei modificări minime a reglajului clasic şi, în con-

secinţă, are un preţ de cost relativ scăzut întrucît regulatoarele bipoziţionale nu trebuie să fie în execuţie pretenţioasă, precizia reglării fiind asigurată de regulatorul continuu.

Bibliografie

[1] *Dimény, G., Balázs, M.* Simularea numerică a procesului de reglare a temperaturii la extrudere. Conferinţa Naţională de Electrotehnică şi Electroenergetică — Craiova, 1984, vol. 8, pag. 45—55.

[2] *Papadache, I.* Automatizări industriale. E. T., Bucureşti, 1978.

[3] *Hăngănuţ, M.* Automatica, E. D. P., Bucureşti, 1971.

[4] *Dányi, D., Telkes, Z.* Szabályozó berendezések. T. K. Budapest, 1981.

[5] *Sima, V., Varga, A.* Practica optimizării asistate de calculator, E. T. Bucureşti, 1986.

CZ 681.142: 530.18

LINIARIZARE LOCAL-ITERATIVĂ
ECUAŢII DIFERENŢIALE

Liniarizarea local-iterativă a soluţiilor ecuaţiilor diferenţiale: exemple rulate pe calculator

TIBERIU COLOŞI, SILVIU DARIE, ALEXANDRU VANCEA, TIBERIU LEŢIA, PETER BIKFALVI, DANA HURUBĂ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În continuarea lucrărilor [1] şi [2] se prezintă un număr de 13 exemple de utilizare a procedeului numeric de liniarizare local-iterativă a soluţiilor unor ecuaţii diferenţiale de gradul 1, 2, 3, şi 4, cu aplicaţii uzuale în electrotehnică, automatică sau electronică.

Se expune algoritmul general pe care se bazează rezolvarea acestor exemple, după care se comentează performanţele semnificative obţinute, ca urmare a rulării programelor pe calculator.

Anexa conţine tabele cu coeficienţii de ponderare σ_{npj} utilizaţi în lucrare.

1. Algoritmul procedurii de liniarizare local-iterativă

Conform cu [1 şi 2], etapele semnificative ale acestei proceduri. pot fi enumerate astfel:

a. Se prezintă ecuaţia diferenţială:

$$\sum_{p=0}^{m} F_{pi} \cdot \frac{d^p i}{dt^p} = \sum_{p=0}^{n} F_{pe} \cdot \frac{d^p e}{dt^p}, \tag{1}$$

avînd condiţiile iniţiale cunoscute în raport cu timpul t, pentru intrarea $i(t)$ şi pentru ieşirea $e(t)$, iar coeficienţii F_{pi} şi F_{pe} se consideră constanţi.

b. Se calculează — opţional şi dacă este posibil — soluţia analitică $e_{Ak} = e_A(t_k)$, pentru a putea aprecia eroarea de aproximare a soluţiei numerice.

c. Se parcurg etapele de calcul:

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \underbrace{\int \cdots \int}_{n} \sum_{p=0}^{m} F_{pi} \frac{d^p i}{dt^p} \cdot dt^p =$$

$$= \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \underbrace{\int \cdots \int}_{n} \sum_{p=0}^{n} F_{pe} \frac{d^p e}{dt^p} \cdot dt^p, \tag{2}$$

din care rezultă ecuaţia cu diferenţe finite:

$$\sum_{j=0}^{\omega} \sum_{p=0}^{m} F_{pi} \cdot \Delta t^{n-p} \cdot \sigma_{npj} \cdot i_{k-j} =$$

$$= \sum_{j=0}^{\omega} \sum_{p=0}^{n} F_{pe} \cdot \Delta t^{n-p} \sigma_{npj} \cdot e_{k-j}. \tag{3}$$

Ca urmare, se obţine, coeficientul de transfer în momentul-pivot (secvenţa) t_k:

$$g_k = \frac{\sum_{p=1}^{m} F_{pi} \cdot \Delta t^{n-p} \cdot \sigma_{np0}}{\sum_{p=0}^{n} F_{pe} \cdot \Delta t^{n-p} \cdot \sigma_{np0}}, \tag{4}$$

* Institutul Politehnic Cluj-Napoca.

precum și răspunsul liber în momentul-pivot (secvența) t_k:

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{\omega}\sum_{p=0}^{m} F_{pi}\cdot\Delta t^{n-p}\cdot\sigma_{npj}\cdot i_{k-j} - \sum_{j=1}^{\omega}\sum_{p=0}^{n} F_{pe}\cdot\Delta t^{n-p}\cdot\sigma_{npj}\cdot e_{k-j}}{\sum_{p=0}^{n} F_{pe}\cdot\Delta t^{n-p}\sigma_{np0}}. \quad (5)$$

Dacă sistemul considerat posedă mai multe semnale de intrare și de ieșire, atunci:

$$\boldsymbol{e}_k = \boldsymbol{G}_k\cdot\boldsymbol{i}_k + \boldsymbol{H}_k, \quad (6)$$

unde $\boldsymbol{i}_k$ și $\boldsymbol{e}_k$ reprezintă vectorul semnalelor de intrare, respectiv de ieșire, iar $\boldsymbol{G}_k$ și $\boldsymbol{H}_k$ corespund cu matricea coeficienților de transfer la secvența de timp t_k, respectiv cu vectorul răspunsului liber la secvența de timp t_k.

d. Condițiile inițiale cunoscute, necesare pentru a asigura startul calculelor, se consideră $\overset{(p)}{i}_{(k-1)_+}$, pentru $p = 0,1,2,\ldots$ și $\overset{(p)}{e}_{(k-1)_-}$, pentru $p = 0,1,2,\ldots(n-1)$.

Ca urmare, momentul inițial pentru startul calculelor, se consideră secvența, de timp t_{k-1}, față de care se calculează și derivatele superioare:

$$\overset{(n)}{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{pe}}\left[\sum_{p=0}^{m} F_{pi}\overset{(p)}{i}_{(k-1)_+} - \sum_{p=0}^{n-1} F_{pe}\cdot\overset{(p)}{e}_{(k-1)_-}\right], \quad (7)$$

$$\overset{(n+1)}{e}_{k(-1)_+} = \frac{1}{F_{pe}}\left[\sum_{p=0}^{m} F_{pi}\cdot\overset{(p+1)}{i}_{(k-1)_+} - \right.$$

$$\left. - \sum_{p=0}^{n-2} F_{pe}\cdot\overset{(p+1)}{e}_{(k-1)_-} - F_{n-1,e}\cdot\overset{(n)}{e}_{(k-1)_+}\right], \quad (8)$$

$$\overset{(n+2)}{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{F_{pe}}\left[\sum_{p=0}^{m} F_{pi}\cdot\overset{(p+2)}{i}_{(k-1)_+} - \right.$$

$$- \sum_{p=0}^{n-3} F_{pe}\cdot\overset{(p+2)}{e}_{(k-1)_-} - F_{n-2,e}\cdot\overset{(n)}{e}_{(k-1)_+} -$$

$$\left. - F_{n-1,e}\cdot\overset{(n+1)}{e}_{(k-1)_+}\right] \quad (9)$$

și așa mai departe, pînă la $\overset{(\omega)}{e}_{(k-1)_+}$, unde ω este ultima secvență regresivă luată în considerare. Indicii $(k-1)_-$ și $(k-1)_+$ se referă la imediata vecinătate înainte, respectiv după secvența de start t_{k-1}.

e. Se aproximează valorile fictive de start, notate cu $\tilde{i}_{k-j}$ și $\tilde{e}_{k-j}$, $(j = 1,2,\ldots\omega)$, care — pentru primele ω secvențe regresive de start — se introduc în (5), în locul lui i_{k-j}, respectiv $_{k-j}$.

Calculul acestor valori fictive rezultă din:

$$\tilde{i}_{k-1} \cong i_{(k-1)_+} + \sum_{p=1}^{\omega}(-1)^p\cdot\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot\overset{(p)}{i}_{(k-1)_+}, \quad (10)$$

respectiv:

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{n-1}(-1)^p\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot\overset{(p)}{e}_{(k-1)_-} +$$

$$+ \sum_{p=n}^{\omega}(-1)^p\frac{(j-1)^p\cdot\Delta t^p}{p!}\cdot\overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}, \quad (11)$$

unde $\overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}$, pentru p = n, n + 1,... ω, rezultă din (7), (8), (9) etc.

f. Se prezintă rezultatele de calcul, sub următoarele trei forme:

— eroarea absolută: $\Delta e_k = |e_{Ak} - e_k|$; (12)

— eroarea relativă în procente în regim staționar (*st*) sau la timpul final (t_f):

$$\Delta\overset{\%}{e}_{k,\,rs} = \frac{|\Delta e_{kst}|}{|e_{Ak\,st}|}\cdot 100; \quad (13)$$

— eroarea relativă cumulată în procente de la startul calculelor pînă la timpul final (t_f), respectiv:

$$\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{\lambda}\Delta\overset{\%}{e}_{k,\,r} = \frac{\sum_{k=1}^{\lambda}|\Delta e_k|}{\sum_{k=1}^{\lambda}|e_{Ak}|}\cdot 100, \quad (14)$$

unde $\lambda = \frac{t_f}{\Delta t}$ reprezintă numărul pașilor de integrare, cu intervalul de integrare $\Delta t = 2\cdot\delta t$ în jurul momentului-pivot t_k, respectiv $t_k \pm \delta t$.

g. Cîteva exemple sînt rezolvate prin intermediul ecuației de stare, sub forma uzuală:

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{i}, \quad (15)$$

unde vectorul de stare $\boldsymbol{x}$ (nx1) se poate defini, de exemplu, sub forma:

$$\boldsymbol{x}^T = \left|\underline{x_1}\right|\underline{x_2}\left|\ldots\right|\underline{x_n}\right| = \left|\underline{e}\left|\overset{(1)}{\underline{e}}\right|\ldots\left|\overset{(n-1)}{\underline{e}}\right|\right| \quad (16)$$

Conform acestui procedeu se poate calcula:

$$x_k = G_{xk} \cdot i_k + H_{xk}, \tag{17}$$

unde:

$$G_{xk} = (\sigma_{110} \cdot 1 - \Delta t \cdot \sigma_{100} \cdot A)^{-1} \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100} \cdot B, \tag{18}$$

și:

$$H_{xk} = (\sigma_{110} \cdot 1 - \Delta t \cdot \sigma_{100} \cdot A)^{-1} \cdot \sum_{j=1}^{\omega} [\Delta t \cdot \sigma_{10j} B i_{k-j} + (\Delta t \cdot \sigma_{10j} B - \sigma_{11j} 1) x_{k-j}]. \tag{19}$$

Notația 1 corespunde matricei unitare, avînd aceeași dimensiune ca și matricea de stare A.

h. În cazul variabilelor de stare, vectorii condițiilor inițiale, care asigură startul calculelor, sînt:

$$i_{(k-1)_+} = \begin{vmatrix} i_{1,(k-1)_+} \\ i_{2,(k-1)_+} \\ \vdots \\ i_{q,(k-1)_+} \end{vmatrix} \text{ și: } x_{(k-1)_-} = \begin{vmatrix} x_{1,(k-1)_-} \\ x_{2,(k-1)_-} \\ \vdots \\ x_{n,(k-1)_-} \end{vmatrix}, \tag{20}$$

(21)

unde q și n reprezintă numărul semnalelor de intrare, respectiv numărul variabilelor de stare.

i. Pentru startul calculelor, i_{k-j} și x_{k-j} din (19) se înlocuiesc cu valorile fictive:

$$\tilde{i}_{k-j} = i_{(k-1)_+} + \sum_{p=1}^{\omega} \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{i}_{(k-1)_+}, \tag{22}$$

respectiv:

$$\tilde{x}_{k-j} = x_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{\omega} \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \overset{(p)}{x}_{(k-1)_+}, \tag{23}$$

unde:

$$\overset{(1)}{x}_{(k-1)_+} = A x_{(k-1)_-} + B i_{(k-1)_+}, \tag{24}$$

$$\overset{(2)}{x}_{(k-1)_+} = A \overset{(1)}{x}_{(k-1)_+} + B \overset{(1)}{i}_{(k-1)_+}, \tag{25}$$

$$\overset{(3)}{x}_{(k-1)_+} = A \overset{(2)}{x}_{(k-1)_+} + B \overset{(2)}{i}_{(k-1)_+} \tag{26}$$

și așa mai departe.

j. Rezultatele obținute se referă la datele calculate la punctul f, pentru relații intrare-ieșire, respectiv la punctul g, pentru relații intrare-stare. Aceste rezultate sînt prezentate în tabelul 1 pentru cele 13 exemple studiate.

2. Exemple comentate

Din tabelul 1 sînt extrase un număr de 5 exemple, pentru care se dezvoltă cîteva etape semnificative de calcul, conform algoritmului procedurii de liniarizare local-iterativă, expus la punctul 1, după cum urmează (numărătoarea exemplelor este preluată din acest tabel):

Exemplul 1

1a) $$Ki = Te + e; \tag{27}$$

1c) $$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} Ki\,dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (Te + e)\,dt, \tag{28}$$

$$K \cdot \Delta t \cdot \sum_{j=0}^{3} \sigma_{10j} \cdot i_{k-j} \cong \sum_{j=0}^{3} (T\sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j}) \cdot e_{k-j}, \tag{29}$$

$$g_k = \frac{K \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100}}{T \cdot \sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}, \tag{30}$$

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{3} [K \cdot \Delta t \cdot \sigma_{10j} \cdot i_{k-j} - (T \cdot \sigma_{11j} + \Delta t \cdot \sigma_{10j}) e_{k-j}]}{T\sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}. \tag{31}$$

1d) $$i_{(k-1)_+} = 1; \quad i_{k-j} = 1; \quad (j = 2,3);$$

$$e_{(k-1)_-} = 0, \tag{32}$$

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T}(Ki_{(k-1)_+} - e_{(k-1)_-}), \tag{33}$$

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T} K \dot{i}_{(k-1)_+} - \frac{K}{T^2} i_{(k-1)_+} + \frac{1}{T^2} e_{(k-1)_-}, \tag{34}$$

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T} K \ddot{i}_{(k-1)_+} - \frac{1}{T^2} K \cdot \dot{i}_{(k-1)_+} + \frac{1}{T^3} K \cdot i_{(k-1)_+} - \frac{1}{T^3} e_{(k-1)_-}. \tag{35}$$

1e) $$\tilde{i}_{k-j} = 1; \quad (j = 1,2,3).$$

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{3} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}. \tag{36}$$

Exemplul 3

3a) $$K_i = T_1 T_2 \ddot{e} + (T_1 + T_2)\dot{e} + e. \quad (37)$$

3c) $$\iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K i dt^2 = \iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} [T_1 T_2 \ddot{e} + (T_1 + T_2)\dot{e} + e]\, dt^2, \quad (38)$$

$$\sum_{j=0}^{3} K\Delta t^2 \cdot \sigma_{20j} \cdot i_{k-j} \cong$$

$$\cong \sum_{j=0}^{3} [T_1 T_2 \sigma_{22j} + (T_1 + T_2)\Delta t \cdot \sigma_{21j} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{22j}] e_{k-j}, \quad (39)$$

$$g_k = \frac{K\Delta t^2 \cdot \sigma_{200}}{T_1 T_2 \sigma_{22j} + (T_1 + T_2)\Delta t \cdot \sigma_{21j} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{22j}}, \quad (40)$$

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{3} \{K\Delta t^2 \cdot \sigma_{20j} \cdot i_{k-j} - [T_1 T_2 \sigma_{22j} + (T_1 + T_2)\Delta t \cdot \sigma_{21j} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{22j}] e_{k-j}\}}{T_1 T_2 \sigma_{22j} + (T_1 + T_2)\Delta t \cdot \sigma_{21j} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{22j}}. \quad (41)$$

3d) $$i_{(k-1)_+} = 1; \quad i_{k-j} = 1, \quad (j = 2,3); \quad (42)$$

$$e_{(k-1)_-} = 0; \quad \dot{e}_{(k-1)_-} = 0, \quad (43)$$

$$\ddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_1 T_2} K i_{(k-1)_+} -$$

$$- (T_1 + T_2)\dot{e}_{(k-1)_+} - e_{(k-1)_-}], \quad (44)$$

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = \frac{1}{T_1 T_2} \cdot [K\dot{i}_{(k-1)_+} -$$

$$- (T_1 + T_2)\ddot{e}_{(k-1)_+} - \dot{e}_{(k-1)_-}]. \quad (45)$$

3e) $$\tilde{i}_{k-j} = 1, \quad (j = 1,2,3).$$

$$\tilde{e}_{k-j} = e_{(k-1)_-} + \frac{(j-1)\Delta t}{1!} \dot{e}_{(k-1)_-} +$$

$$+ \sum_{p=2}^{3} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}. \quad (46)$$

Exemplul 7

7a) $$6i = \dddot{e} + 6\ddot{e} + 11\dot{e} + 6e. \quad (47)$$

7c) $$\iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} 6 i dt^3 = \iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (\dddot{e} + 6\ddot{e} + 11\dot{e} + 6e) dt^3, \quad (48)$$

$$\sum_{j=0}^{5} \Delta t^3 \sigma_{30j} \cdot i_{k-j} \cong$$

$$\cong \sum_{j=0}^{5} (\sigma_{33j} + 6\Delta t \cdot \sigma_{32j} + 11\Delta t^2 \cdot \sigma_{31j} +$$

$$+ 6\Delta t^3 \cdot \sigma_{30j}) e_{k-j}, \quad (49)$$

$$g_k = \frac{\Delta t^3 \cdot \sigma_{300}}{\sigma_{330} + 6\Delta t \cdot \sigma_{320} + 11 \cdot \Delta t^2 \cdot \sigma_{310} + 6\Delta t^2 \cdot \sigma_{300}}, \quad (50)$$

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{5} [\Delta t^3 \cdot \sigma_{30j} \cdot i_{k-j} - (\sigma_{33j} + 6\Delta t \cdot \sigma_{32j} + 11\Delta t^2 \sigma_{31j} + 6\Delta t^3 \sigma_{30j}) e_{k-j}]}{\sigma_{330} + 6\Delta t \cdot \sigma_{320} + 11\Delta t^2 \cdot \sigma_{310} + 6\Delta t^3 \cdot \sigma_{300}}. \quad (51)$$

7d) $$i_{(k-1)_+} = 1; \quad i_{k-j} = 1, \quad (j = 2,\ldots 5); \quad (52)$$

$$e_{(k-1)_-} = 0; \quad \dot{e}_{(k-1)_-} = 0; \quad \ddot{e}_{(k-1)_-} = 0; \quad (53)$$

$$\dddot{e}_{(k-1)_+} = 6i_{(k-1)_+} - 6\ddot{e}_{(k-1)_-} - 11\dot{e}_{(k-1)_-} - 6e_{(k-1)_-}, \quad (54)$$

$$\overset{(4)}{e}_{(k-1)_+} = 6\dot{i}_{(k-1)_+} - 6\dddot{e}_{(k-1)_+} - 11\ddot{e}_{(k-1)_-} - 6\dot{e}_{(k-1)_-}, \quad (55)$$

$$\overset{(5)}{e}_{(k-1)_+} = 6\ddot{i}_{(k-1)_+} - 6\overset{(4)}{e}_{(k-1)_+} - 11\dddot{e}_{(k-1)_+} - 6\ddot{e}_{(k-1)_-}. \quad (56)$$

7e) $$\tilde{i}_{k-j} = 1; \quad (j = 2,\ldots 5);$$

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{2} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)_-} +$$

$$+ \sum_{p=3}^{5} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}. \quad (57)$$

Tabelul 1

Exemplul	Elemente sau sisteme modelate prin ecuații diferențiale soluții analitice	Relații i/e sau i/x var. de stare	Încadrarea în timp	Condiții inițiale	Rezultate obținute
0	1	2	3	4	5
1	$Ki = T\dot{e} + e$ $K = 10;\quad T = 2;\quad i = 1(t);$ $e_A = K(1 - \varepsilon^{-t/T}).$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 10$ $\Delta t = 10^{-2}$	$i_{(k-1)_+} = 1$ $e_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_k < 10^{-6}.$ $\Delta e_{k,\,rs} < 8{,}8 \cdot 10^{-6}\ \%;\quad \omega = 3$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{1000} \Delta e_{kr} < 10^{-7}\ \%$
2	$Ki = T\ddot{e} + \dot{e}$ $K = 0{,}02;\quad T = 0{,}1;\quad i = 380 \cdot 1(t);$ $e_A = 380\ K\ [t - T(1 - \varepsilon^{-t/T})].$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 0{,}4$ $\Delta t = 10^{-3}$	$i_{(k-1)_+} = 380 \cdot 1(t)$ $e_{(k-1)_-} = 0.$ $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_k < 7 \cdot 10^{-5}.$ $\Delta e_{k,\,rs} = 3 \cdot 10^{-3}\ \%;\quad \omega = 3$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{400} \Delta e_{kr} < 3 \cdot 10^{-3}\ \%$
3	$Ki = T_1T_2\ddot{e} + (T_1 + T_2)\dot{e} + e$ $K = 5;\quad T_1 = 0{,}5;\quad T_2 = 1;\quad i = 1(t);$ $e_A = K\left[1 + \frac{1}{T_2 - T_1} \cdot (T_1\varepsilon^{-t/T_1} - T_2\varepsilon^{-t/T_2})\right].$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 6$ $\Delta t = 2 \cdot 10^{-2}$	$i_{(k-1)_+} = 1$ $e_{(k-1)_-} = 0$ $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_k < 2 \cdot 10^{-3}.$ $\Delta e_{k,\,rs} < 0{,}3 \cdot 10^{-3};\quad \omega = 3$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{100} \Delta e_{kr} < 10^{-2}\ \%.$
	$\boldsymbol{A} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{T_1T_2} & -\frac{T_1 + T_2}{T_1T_2} \end{vmatrix};\quad \boldsymbol{B} = \begin{vmatrix} 0 \\ \frac{K}{T_1T_2} \end{vmatrix}$	i/x $x_1 = e$ $x_2 = \dot{e}$	$t_0 = 0$ $t_f = 6$ $\Delta t = 2 \cdot 10^{-2}$	$i_{(k-1)_+} = 1$ $x_{1,(k-1)_-} = 0$ $x_{2,(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_k < 6{,}2 \cdot 10^{-4}.$ $\Delta e_{k,\,rs} < 1{,}1 \cdot 10^{-5}\quad \omega = 3$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{100} \Delta e_{k,\,r} < 3 \cdot 10^{-3}\ \%$
4	$\ddot{e} + \omega_0^2 \cdot e = 0$ $\omega_0 = 1;\ e_A = A \sin \omega_0 t;\quad A = 1$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 76$ $\Delta t = 0{,}06$	$e_{k-1} = 0.$ $\dot{e}_{k-1} = 1$	$\Delta e_k < 7{,}2 \cdot 10^{-5};\quad \omega = 6$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{1200} \Delta e_{k,\,r} < 4{,}6 \cdot 10^{-6}\ \%$
5	$u = LC\ddot{v} + RC\dot{v} + v$ $R = 10\ \Omega;\quad L = 10^{-6}\ H;\quad C = 10^{-6}\ F$ $u = 100 \cdot 1(t)V;$ $v_A = 100 + \frac{100 \cdot \varepsilon^{(-\alpha+\beta)t}}{3LC(-\alpha+\beta)^2 + 2RC(-\alpha+\beta) + 1} +$ $+ \frac{100 \cdot \varepsilon^{(-\alpha-\beta)t}}{3\,LC(-\alpha-\beta)^2 + 2RC(-\alpha-\beta) + 1}.$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 10^{-6}$ $\Delta t = 10^{-9}$	$u_{(k-1)_+} = 100 \cdot 1(t)$ $v_{(k-1)_-} = 0$ $\dot{v}_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta v_k < 10^{-3};\quad \Delta v_{k,rs} < 3 \cdot 10^{-3}\ \%$ $\Delta v_{k,rc} = \sum_{k=1}^{1000} \Delta v_{kr} < 0{,}019\ \%$ $\alpha = \frac{R}{2L};\quad \omega = 3$ $\beta = \frac{\sqrt{R^2 \cdot C^2 - 4LC}}{2LC}$
6	$e + \dddot{e} = 6 + t^3$ $e_A = t^3$	i/e	$t_0 = 0$ $t_f = 30$ $\Delta t = 1$	$e_{(k-1)_-} = 0$ $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$ $\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_k < 3 \cdot 10^{-5};\quad \omega = 3$ $\Delta e_{k,\,rs} < 3{,}5 \cdot 10^{-7}\ \%$ $\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{30} \Delta e_{k,\,r} < 8 \cdot 10^{-3}\ \%$

7

$6i = \dddot{e} + 6\ddot{e} + 11\dot{e} + 6e$

$i = 1(t)$;

$e_A = 1 - 3^{-t} \cdot \varepsilon^{-t} + 3 \cdot \varepsilon^{-2t} - \varepsilon^{-3t}$

i/e

$t_0 = 0$; $t_f = 0$; $\Delta t = 0{,}02$

$i_{(k-1)_+} = 1$; $e_{(k-1)_-} = 0$; $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$; $\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$

$\Delta e_k < 1{,}4 \cdot 10^{-4}$; $\omega = 5$

$\Delta e_{k,rs} < 3{,}3 \cdot 10^{-3}$ %

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{300} \Delta e_{k,r} < 7{,}8 \cdot 10^{-3}$ %

8

$e + \dddot{e} = 24 + t^4$

$e_A = t^4$

i/e

$t_0 = 0$; $t_f = 14$; $\Delta t = 1$

$e_{(k-1)_-} = 0$; $\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$; $\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$; $\dddot{e}_{(k-1)_-} = 0$

$\Delta e_k < 4{,}6 \cdot 10^{-5}$; $\omega = 4$

$\Delta e_{k,rs} < 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ %;

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{30} \Delta e_{k,r} < 6 \cdot 10^{-7}$ %;

9

$24i = \ddddot{e} + 10\dddot{e} + 35\ddot{e} + 50\dot{e} + 24e$

$i = 1(t)$;

$e_A = 1 - 4 \cdot \varepsilon^{-t} + 6\varepsilon^{-2t} - 4\varepsilon^{-3t} + \varepsilon^{-4t}$

i/e

$t_0 = 0$; $t_f = 5$; $\Delta t = 0{,}025$

$i_{(k-1)_+} = 1$; $e^{(p)}_{(k-1)_-} = 0$; $(p = 0,1,2,3)$

$\Delta e_k < 1{,}8 \cdot 10^{-3}$; $\omega = 6$

$\Delta e_{k,rs} < 2 \cdot 10^{-1}$ %

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{200} \Delta e_{k,r} < 0{,}16$ %

$$\boldsymbol{A} = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 1 \\ \hline -24 & -50 & -35 & -10 \\ \hline \end{array}; \quad \boldsymbol{B} = \begin{array}{|c|} \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline 24 \\ \hline \end{array}$$

i/x

$x_1 = e$; $x_2 = \dot{e}$; $x_3 = \ddot{e}$; $x_4 = \dddot{e}$

$t_0 = 0$; $t_f = 5$; $\Delta t = 0{,}025$

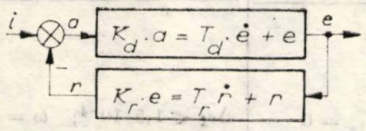
$i_{(k-1)_+} = 1$; $x_{1,(k-1)_-} = 0$; $x_{2,(k-1)_-} = 0$; $x_{3,(k-1)_-} = 0$; $x_{4,(k-1)_-} = 0$

$\Delta e_k < 8{,}6 \cdot 10^{-7}$; $\omega = 6$

$\Delta e_{k,rs} < 1{,}7 \cdot 10^{-6}$ %;

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{200} \Delta e_{k,r} < 1{,}7 \cdot 10^{-4}$ %;

10



$K_d = 10$; $T_d = 5 \cdot 10^3$; $K_r = 2$; $T_r = 0{,}5$

$i = 1(t)$

$e_A = \frac{10}{21} - 23{,}235125 \cdot \varepsilon^{-143{,}43819 \cdot t} + 22{,}758936 \cdot \varepsilon^{-58{,}56181 \cdot t}$

i/e

$t_0 = 0$; $t_f = 0{,}27$; $\Delta t = 10^{-4}$

$i_{(k-1)_+} = 1$; $a_{(k-1)_-} = 0$; $e_{(k-1)_-} = 0$; $r_{(k-1)_-} = 0$

$\Delta e_k < 4 \cdot 10^{-3}$; $\omega = 3$

$\Delta e_{k,rs} < 2 \cdot 10^{-2}$ %;

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{2700} \Delta e_{k,r} < 6{,}4 \cdot 10^{-2}$ %;

$$\boldsymbol{A} = \begin{array}{|c|c|} \hline -\frac{1}{T_1} & -\frac{K_1}{T_1} \\ \hline \frac{K_2}{T_2} & -\frac{1}{T_2} \\ \hline \end{array}; \quad \boldsymbol{B} = \begin{array}{|c|} \hline \frac{K_1}{T_1} \\ \hline 0 \\ \hline \end{array}$$

i/x

$x_1 = c$; $x_2 = r$

$t_0 = 0$; $t_f = 0{,}27$; $\Delta t = 10^{-4}$

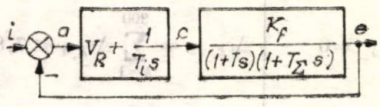
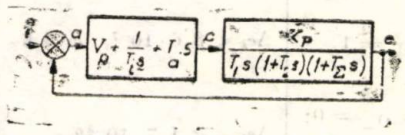
$i_{(k-1)_+} = 1$; $x_{1,(k-1)_-} = 0$; $x_{2,(k-1)_-} = 0$

$\Delta e_k < 1{,}5 \cdot 10^{-3}$;

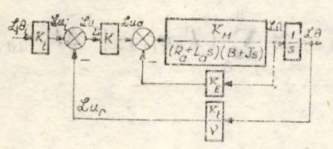
$\Delta e_{k,rs} < 3 \cdot 10^{-3}$ %;

$\Delta e_{k,rc} = \sum_{k=1}^{2700} \Delta e_{k,r} < 1{,}8 \cdot 10^{-2}$ %

(continuare tab. 1)

0	1	2	3	4	5
11			$t_0 = 0$	$i_{(k-1)_+} = 1$	$\Delta e_k < 2 \cdot 10^{-3}$ $\omega = 3$
		i/e	$t_f = 0{,}25$	$e_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,rs} < 2{,}3 \cdot 10^{-5}$ %
	$K_f = 1$; $T = 2$; $T_\Sigma = 0{,}02$; $V_R = 100$; $T_i = 0{,}02$		$\Delta t = 10^{-3}$	$\ddot{e}_{(k-1)_+} = 0$	$\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{250} \Delta e_{kr} < 3{,}8 \cdot 10^{-2}$ %.
	$i = 2T_\Sigma^2 \ddot{e} + 2\,T_\Sigma \dot{e} + e$				
	$i = 1(t)$; $e_A = 1 - \varepsilon^{-50\,t}(\sin 50t + \cos 50\,t)$	i/x	$t_0 = 0$	$i_{(k-1)_+} = 1$	$\Delta e_k < 6{,}4 \cdot 10^{-5}$ $\omega = 3$
	$A = \begin{array}{\|c\|c\|}\hline 0 & 1 \\ \hline -\frac{1}{2T_\Sigma^2} & -\frac{1}{T_\Sigma} \\ \hline \end{array}$; $B = \begin{array}{\|c\|}\hline 0 \\ \hline \frac{1}{2T_\Sigma^2} \\ \hline \end{array}$	$x_1 = e$	$t_f = 0{,}25$	$x_{1,\,(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,rs} < 1{,}9 \cdot 10^{-4}$ %
		$x_2 = \dot{e}$	$\Delta t = 10^{-3}$	$x_{2,(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,rc} < \sum_{k=1}^{250} \Delta e_{kr} < 1{,}4 \cdot 10^{-3}$ %
12			$t_0 = 0$	$i_{(k-1)} = 0$	$\Delta e_k < 2{,}5 \cdot 10^{-3}$; $\omega = 4$
		i/e	$t_f = 10$	$e_{(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,rs} < 2{,}5 \cdot 10^{-2}$ %
	$V_R = 2550$; $T_i = 2{,}04$; $T_d = \frac{2}{51}$; $K_P = 3$;			$\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$	
	$T_1 = 3$; $T_2 = 2$; $T_\Sigma = 10^{-2}$; $i = t \cdot 1(t)$.		$\Delta t = 10^{-2}$		$\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{1000} \Delta e_{kr} < 0{,}05$ %
	$1{,}25 \cdot 10^5 \cdot i = \dddot{e} + 10^2 \cdot \ddot{e} + 5 \cdot 10^3 \cdot \dot{e} + 1{,}25 \cdot 10^5 \cdot e$			$\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$	
	$e_A = t - 0{,}04 + 0{,}02(\varepsilon^{-50\,t} + \varepsilon^{-25\,t} \cdot \cos 43{,}30127 \cdot t -$	i/x	$t_0 = 0$	$i_{(k-1)_+} = 0$	$\Delta e_k < 1{,}5 \cdot 10^{-4}$; $\omega = 4$
	$- 0{,}011547 \cdot \varepsilon^{-25\,t} \cdot \sin 43{,}30127\,t)$				
	$A = \begin{array}{\|c\|c\|c\|}\hline 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline -1{,}25 \cdot 10^5 & -5 \cdot 10^3 & -10^2 \\ \hline \end{array}$;	$x_1 = e$		$x_{1,\,(k-1)_-} = 0$	
		$x_2 = \dot{e}$	$t_f = 10$		$\Delta e_{k,\,rs} < 2{,}3 \cdot 10^{-7}$ %
				$x_{2,\,(k-1)_-} = 0$	
	$B = \begin{array}{\|c\|}\hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline 1{,}25 \cdot 10^5 \\ \hline \end{array}$	$x_3 = \ddot{e}$	$\Delta t = 10^{-2}$	$x_{3,\,(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,rc} = \sum_{k=1}^{1000} \Delta e_{kr} < 1{,}25 \cdot 10^{-3}$ %

13



$K_M = 0{,}0828$; $K_E = 0{,}083\ \frac{V_s}{rad}$; $R_a = 1{,}84\ \Omega$;

$L_a = 4{,}53 \cdot 10^{-3}\ H$; $J = 12{,}675 \cdot 10^{-5}\ Nms^2$

$B = 8{,}872 \cdot 10^{-5}\ Nm\,s/rad$; $K_t = 0{,}5\ V/rad$;

$\nu = 50$; $K = 105{,}78$

$$\alpha i = \dddot{\beta e} + \ddot{\gamma e} + \dot{\delta e} + \eta e$$

$\alpha = 218{,}964$; $\beta = 2{,}85 \cdot 10^{-5}$; $\gamma = 14{,}216 \cdot 10^{-3}$

$\delta = 0{,}353$; $\eta = 4{,}379$

$$e_A = 50{,}003 - 0{,}076 \cdot \varepsilon^{-473{,}324 \cdot t} - 49{,}927 \cdot \varepsilon^{-12.73 \cdot t} \cdot \cos 12{,}74\ t - 52.766 \cdot \varepsilon^{-12{,}74\ t} \cdot \sin 12{,}74\ t$$

$$A = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 \\ \hline -175.160 & -14.120 & -568{,}64 \\ \hline \end{array};$$

$$B = \begin{array}{|c|} \hline 0 \\ \hline 0 \\ \hline 8.758.560 \\ \hline \end{array}$$

	$t_0 = 0$	$i_{(k-1)_+} = 1$	$\Delta e_k < 0{,}02$; $\omega = 3$
		$e_{(k-1)_-} = 0$	
i/e	$t_f = 0{,}5$		$\Delta e_{k,\,rs} < 8 \cdot 10^{-3}$ %
		$\dot{e}_{(k-1)_-} = 0$	
	$\Delta t = 5{,}5 \cdot 10^{-4}$		$\Delta e_{k,\,re} = \sum_{k=1}^{910} \Delta e_{kr} < 0{,}073$ %
		$\ddot{e}_{(k-1)_-} = 0$	
i/x	$t_0 = 0$	$i_{(k-1)_+} = 1$	$\Delta e_k < 0{,}02$; $\omega = 3$
$x_1 = e$		$x_{1,\,(k-1)_-} = 0$	
	$t_f = 0{,}5$		$\Delta e_{k,\,rs} < 4 \cdot 10^{-4}$ %
$x_2 = \dot{e}$		$\dot{x}_{1,\,(k-1)_-} = 0$	
$x_3 = \ddot{e}$	$\Delta t = 5{,}5 \cdot 10^{-4}$	$\ddot{x}_{1,(k-1)_-} = 0$	$\Delta e_{k,\,re} = \sum_{r=1}^{910} \Delta e_{kr} < 0{,}044$ %

Exemplul 9

9a) $$24i = \dddot{e} + 10 \cdot \ddot{e} + 35 \cdot \ddot{e} + 50 \cdot \dot{e} + 24e. \qquad (58)$$

9c) $$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \int\int\int\int 24i\,dt^4 =$$

$$= \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \int\int\int\int (\dddot{e} + 10\,\ddot{e} + 35\,\ddot{e} + 50\,\dot{e} + 24e)\,dt^4, \qquad (59)$$

$$\sum_{j=0}^{6} 24\Delta t^4 \cdot \sigma_{40\,j}\, i_{k-j} \cong$$

$$\cong \sum_{j=0}^{6} (\sigma_{44\,j} + 10\Delta t \cdot \sigma_{43\,j} + 35\Delta t^2 \cdot \sigma_{42\,j} + 50\Delta t^3 \cdot \sigma_{41\,j} + 24 \cdot \Delta t^4 \cdot \sigma_{40\,j})\, e_{k-j}, \qquad (60)$$

$$g_k = \frac{\Delta t^4 \sigma_{400}}{\sigma_{440} + 10\Delta t \sigma_{430} + 35\Delta t^2 \sigma_{420} + 50\Delta t^3 \sigma_{410} + 24\Delta t^4 \cdot \sigma_{400}}, \qquad (61)$$

$$h_k = \frac{\sum_{j=0}^{6} [\Delta t^4 \cdot \sigma_{40\,j}\, i_{k-j} - (\sigma_{44\,j} + 10\Delta t \cdot \sigma_{43\,j} + 35\Delta t^2 \cdot \sigma_{42\,j} + 50\Delta t^3 \cdot \sigma_{41\,j} + 24\,\Delta t^4 \cdot \sigma_{40\,j})\, e_{k-j}]}{\sigma_{440} + 10\Delta t\,\sigma_{430} + 35\Delta t^2 \cdot \sigma_{420} + 50\Delta t^3 \cdot \sigma_{410} + 24\Delta t^4 \cdot \sigma_{400}}. \qquad (62)$$

9d) $i_{(k-1)_+} = 1\,;\quad i_{k-j} = 1,\ (j = 2,\ldots 6)\,;$

$$\overset{(p)}{e}_{(k-1)_-} = 0,\ (p = 0,1,2,3). \tag{63}$$

$$\overset{\cdots\cdot}{e}_{(k-1)_+} = 24\overset{\cdots\cdot}{i}_{(k-1)_+} - 10\overset{\cdots}{e}_{(k-1)_-} - 35\ddot{e}_{(k-1)_-} - 50\dot{e}_{(k-1)_-} - 24e_{(k-1)_-}, \tag{64}$$

$$\overset{(5)}{e}_{(k-1)_+} = 24\dot{i}_{(k-1)_+} - 10\overset{\cdots\cdot}{e}_{(k-1)_+} - 35\overset{\cdots}{e}_{(k-1)_-} - 50\ddot{e}_{(k-1)_-} - 24\dot{e}_{(k-1)_-}, \tag{65}$$

$$\overset{(6)}{e}_{(k-1)_+} = 24\ddot{i}_{(k-1)_+} - 10\overset{(5)}{e}_{(k-1)_+} - 35\overset{\cdots\cdot}{e}_{(k-1)_+} - 50\overset{\cdots}{e}_{(k-1)_-} - 24\ddot{e}_{(k-1)_-}. \tag{66}$$

9e) $\tilde{i}_{k-j} = 1\,;\quad (j = 1,2,3)$

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{3} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)_-} + \sum_{p=4}^{6} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+}. \tag{67}$$

Exemplul 10

10a) şi c) Din modelarea analitică a sistemului :

$$K_d \cdot a = T_d \cdot \dot{e} + e, \tag{68}$$

$$K_r e = T_r \dot{r} + r, \tag{69}$$

$$a = i - r, \tag{70}$$

pentru iteraţia k se procedează la :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K_d \cdot a\,dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_d e + e)\,dt, \tag{71}$$

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} K_r e\,dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (T_r \dot{r} + r)\,dt, \tag{72}$$

$$a_k = i_k - r_k, \tag{73}$$

rezultînd sistemul de ecuaţii cu diferenţe finite :

$$K_d \cdot \Delta t \sum_{j=0}^{3} \sigma_{10\,j} \cdot a_{k-j} \cong \sum_{j=0}^{3} (T_d \cdot \sigma_{11\,j} + \Delta t \cdot \sigma_{10\,j})\, e_{k-j}, \tag{74}$$

$$K_r \cdot \Delta t \sum_{j=0}^{3} \sigma_{10\,j} e_{k-j} \cong \sum_{j=0}^{3} (T_r \sigma_{11\,j} + \Delta t \cdot \sigma_{10\,j})\, r_{k-j}, \tag{75}$$

la care se ataşează (73).

Ca urmare se obţin formele liniarizate :

$$e_k = g_{dk} \cdot a_k + h_{dk} \tag{76}$$

$$r_k = g_{rk} \cdot e_k + h_{rk} \tag{77}$$

$$a_k = i_k - r_k, \tag{78}$$

unde :

$$g_{dk} = \frac{K_d \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100}}{T_d \cdot \sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}\,;\quad g_{rk} = \frac{K_r \cdot \Delta t \cdot \sigma_{100}}{T_r \cdot \sigma_{110} + \Delta t \cdot \sigma_{100}}, \tag{79}$$

$$h_{dk} = \frac{\sum_{j=1}^{3} [K_d \cdot \Delta t\, \sigma_{10\,j} \cdot a_{k-j} - (T_d \sigma_{11\,j} + \Delta t\, \sigma_{10\,j}) e_{k-j}]}{T_d \sigma_{110} + \Delta t\, \sigma_{100}}, \tag{80}$$

$$h_{rk} = \frac{\sum_{j=1}^{3} [K_r \cdot \Delta t \sigma_{10j}\, e_{k-j} - (T_r \sigma_{11j} + \Delta t\, \sigma_{10j})\, r_{k-j}]}{T_r \sigma_{110} + \Delta t\, \sigma_{10}}, \tag{81}$$

$$g_{iek} = \frac{g_{dk}}{1 + g_{dk} \cdot g_{rk}}\,; \tag{82}$$

$$h_{iek} = \frac{h_{dk} - g_{dk} \cdot h_{rk}}{1 + g_{dk} \cdot g_{rk}}. \tag{83}$$

10d) $i_{(k-1)_+} = 1\,;\quad i_{k-j} = 1,\ (j = 2,3),$ (84) (85)

$$e_{(k-1)_-} = 0\,;\quad r_{(k-1)_-} = 0\,;\quad a_{(k-1)_-} = 0, \tag{86}$$

$$\dot{e}_{(k-1)_+} = -\frac{1}{T_d} e_{(k-1)_-} + \frac{K_d}{T_d} (i_{(k-1)_+} - r_{(k-1)_-}),$$

$$\dot{r}_{(k-1)_+} = -\frac{K_r}{T_r} e_{(k-1)_-} - \frac{1}{T_r} r_{(k-1)_-},$$

$$\overset{(p+1)}{e}_{(k-1)_+} = -\frac{1}{T_d} \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+} + \frac{K_d}{T_d} (\overset{(p)}{i}_{(k-1)_+} - \overset{(p)}{r}_{(k-1)_+}),$$

$$\overset{(p+1)}{r}_{(k-1)_+} = -\frac{K_r}{T_r} \overset{(p)}{e}_{(k-1)_+} - \frac{1}{T_d} \cdot \overset{(p)}{r}_{(k-1)_+}.$$

10e) $\tilde{i}_{k-j} = 1\,;\ (j = 1,2,3),$

$$\tilde{e}_{k-j} \cong e_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{3} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)_+},$$

$$\tilde{r}_{k-j} \cong r_{(k-1)_-} + \sum_{p=1}^{3} (-1)^p \cdot \frac{(j-1)^p \cdot \Delta t^p}{p!} \cdot r^{(p)}_{(k-1)_+}.$$

3. Concluzii

● Cele 13 exemple prezentate în lucrare se referă la ecuații diferențiale ordinare, de ordinul 1,2,3 și 4, cu coeficienți constanți. Formal identic se poate utiliza procedeul liniarizării local-iterative și pentru ecuații diferențiale liniare variante în timp (avînd coeficienții-funcții în raport cu timpul) sau pentru ecuații diferențiale neliniare (cu coeficienții-funcții în raport cu variabilele dependente și independente, precum și în raport cu timpul). În aceste cazuri se operează cu alți coeficienți σ_{npj}, care vor depinde de expresiile coeficienților din componența ecuațiilor diferite.

● Algoritmul liniarizării local-iterative pentru toate exemplele studiate mai sus este simplu și unitar, atît pentru cele 13 exemple rezolvate prin relații intrare-ieșire (paragrafele a,b,...f), cît și suplimentar pentru cele 6 exemple, rezolvate prin relații intrare-stare (paragrafele g, h,i,j).

● Aspectele și rezultatele cele mai semnificative ale calculelor sînt expuse în tabelul 1. Din acest tabel au fost extrase un număr de 6 exemple, pentru care s-au prezentat și unele detalii de calcul, bazate pe algoritmul general al acestei proceduri, tratat la punctul 1. Aceste detalieri nu s-au referit și la relații intrare-stare, deoarece formalismul matematic al algoritmului este riguros identic cu cel expus în capitolul 1 (paragrafele g, h, i, j).

● Startul calculelor s-a asigurat prin serii Taylor, pentru condiții inițiale cunoscute, considerate la secvența $(k-1) = 0$, respectiv $k = 1$. S-au calculat astfel un număr de ω secvențe regresive, pentru valorile fictive de start notate cu $\tilde{i}_{k-j}$ și $\tilde{e}_{k-j}$, $(j = 2,3,\ldots)$.

● Soluțiile numerice, aproximate prin liniarizarea local-iterativă, au fost comparate cu soluțiile analitice cunoscute ale ecuațiilor diferențiale, prin intermediul a trei tipuri de erori, definite în (12), (13) și (14). Se constată că, pentru toate exemplele studiate, eroarea relativă comulată în %, notată cu $\Delta e^{\%}_{k,rc}$ se încadrează între $(10^{-2} \div 10^{-3})\%$, ceea ce atestă o performanță remarcabilă de aproximare numerică a soluțiilor acestor ecuații. Comparativ, modelarea prin relații intrare-stare, conduce la aproximări ceva mai bune, față de modelarea prin relații intrare-ieșire, așa cum se poate constata pentru cele 6 exemple din tabelul 1.

● Programele — caracterizate prin simplitate și flexibilitate — au fost elaborate în limbaje uzuale (BASIC, TURBO-PASCAL, C și FORTRAN) și rulate, după caz, pe calculatoare personale (TELEROM—P, COMMODORE—64, IBM—PC—XT și TANDY—1 000—EX). Timpul de calcul a fost de ordinul secundelor, pentru circa $k = 1\,000$ iterații de calcul.

● Coeficienții σ_{npj} care s-au utilizat în exemplele de mai sus sînt prezentați în anexa 1.

ANEXA 1

Coeficienții σ_{npj} utilizați în lucrare

$$\sigma_{100} = \frac{25}{24};\quad \sigma_{101} = -\frac{5}{24};\quad \sigma_{102} = \frac{1}{6};\quad \sigma_{103} = -\frac{1}{24};$$

$$\sigma_{100} = \frac{15}{8};\quad \sigma_{111} = -\frac{25}{8};\quad \sigma_{112} = \frac{13}{8};\quad \sigma_{113} = -\frac{3}{8}.$$

$$\sigma_{200} = \frac{557}{1440};\quad \sigma_{201} = \frac{219}{1440};\quad \sigma_{202} = \frac{-69}{1440};$$

$$\sigma_{203} = \frac{13}{1440};$$

$$\sigma_{210} = \frac{37}{48};\quad \sigma_{211} = -\frac{55}{48};\quad \sigma_{212} = \frac{23}{48};$$

$$\sigma_{213} = -\frac{5}{48};$$

$$\sigma_{220} = \frac{11}{12};\quad \sigma_{221} = -\frac{27}{12};\quad \sigma_{222} = \frac{21}{12};$$

$$\sigma_{223} = \frac{5}{12}.$$

$$\sigma_{200} = \frac{732.553}{1.935.360};\quad \sigma_{201} = \frac{6817}{35.840};$$

$$\sigma_{202} = \frac{-5105}{43.008};\quad \sigma_{203} = \frac{5311}{69.120};$$

$$\sigma_{204} = -\frac{2547}{71.680};$$

$$\sigma_{205} = \frac{1067}{107.520}; \quad \sigma_{206} = \frac{-2411}{1.935.360};$$

$$\sigma_{220} = \frac{7141}{3840}; \quad \sigma_{221} = -\frac{4409}{640}; \quad \sigma_{222} = \frac{8567}{768};$$

$$\sigma_{223} = -\frac{2017}{192}; \quad \sigma_{224} = \frac{1557}{246};$$

$$\sigma_{225} = -\frac{3803}{1920}; \quad \sigma_{226} = \frac{1069}{3840}.$$

$$\sigma_{320} = \frac{281}{720}; \quad \sigma_{321} = -\frac{397}{360}; \quad \sigma_{322} = \frac{17}{15};$$

$$\sigma_{323} = -\frac{187}{360}; \quad \sigma_{324} = \frac{71}{720};$$

$$\sigma_{330} = \frac{3}{8}; \quad \sigma_{331} = -\frac{4}{3}; \quad \sigma_{332} = \frac{7}{4};$$

$$\sigma_{333} = -1; \quad \sigma_{334} = \frac{5}{24}.$$

$$\sigma_{300} = \frac{61}{576}; \quad \sigma_{301} = \frac{83}{960};$$

$$\sigma_{302} = -\frac{31}{960}; \quad \sigma_{303} = \frac{19}{2880};$$

$$\sigma_{310} = \frac{83}{360}; \quad \sigma_{311} = -\frac{19}{60};$$

$$\sigma_{312} = \frac{13}{120}; \quad \sigma_{313} = -\frac{1}{45};$$

$$\sigma_{320} = \frac{7}{24}; \quad \sigma_{321} = -\frac{17}{24};$$

$$\sigma_{322} = \frac{13}{24}; \quad \sigma_{323} = -\frac{1}{8};$$

$$\sigma_{330} = \frac{1}{6}; \quad \sigma_{331} = -\frac{1}{2};$$

$$\sigma_{332} = \frac{1}{2}; \quad \sigma_{333} = -\frac{1}{6}.$$

$$\sigma_{300} = \frac{4547}{46080}; \quad \sigma_{301} = \frac{38.179}{322.560};$$

$$\sigma_{302} = \frac{2827}{32.256}; \quad \sigma_{303} = \frac{8627}{161.280};$$

$$\sigma_{304} = -\frac{6199}{322560}; \quad \sigma_{305} = \frac{967}{322.560};$$

$$\sigma_{310} = \frac{20.701}{80.640}; \quad \sigma_{311} = -\frac{34.877}{80.640};$$

$$\sigma_{312} = \frac{2501}{8064}; \quad \sigma_{313} = -\frac{7829}{40.320};$$

$$\sigma_{314} = \frac{5729}{80.640}; \quad \sigma_{315} = -\frac{181}{16.128};$$

$$\sigma_{320} = \frac{151}{320}; \quad \sigma_{321} = -\frac{4351}{2880};$$

$$\sigma_{322} = \frac{2807}{1440}; \quad \sigma_{323} = -\frac{641}{480};$$

$$\sigma_{324} = \frac{1459}{2880}; \quad \sigma_{325} = -\frac{47}{576};$$

$$\sigma_{330} = \frac{71}{120}; \quad \sigma_{331} = -\frac{29}{12};$$

$$\sigma_{332} = \frac{47}{12}; \quad \sigma_{333} = -\frac{19}{6};$$

$$\sigma_{334} = \frac{31}{24}; \quad \sigma_{335} = -\frac{13}{60}.$$

$$\sigma_{300} = \frac{911}{8960}; \quad \sigma_{301} = \frac{521}{5040}; \quad \sigma_{302} = -\frac{155}{2688};$$

$$\sigma_{303} = \frac{79}{3360}; \quad \sigma_{304} = -\frac{341}{80640};$$

$$\sigma_{310} = \frac{707}{2880}; \quad \sigma_{311} = -\frac{271}{720}; \quad \sigma_{312} = \frac{19}{96};$$

$$\sigma_{313} = -\frac{59}{720}; \quad \sigma_{314} = \frac{43}{2880};$$

$$\sigma_{400} = \frac{21.233}{967.680}; \quad \sigma_{401} = \frac{7.669}{241.920};$$

$$\sigma_{402} = -\frac{583}{32.256}; \quad \sigma_{403} = \frac{1801}{241.920};$$

$$\sigma_{404} = -\frac{1303}{967.680};$$

$$\sigma_{410} = \frac{377}{6720}; \quad \sigma_{411} = -\frac{1591}{20.160};$$

$$\sigma_{412} = \frac{15}{448}; \quad \sigma_{413} = -\frac{29}{2240};$$

$$\sigma_{417} = \frac{23}{10.080};$$

$$\sigma_{420} = \frac{89}{960}; \quad \sigma_{421} = -\frac{31}{120};$$

$$\sigma_{422} = \frac{25}{96}; \quad \sigma_{423} = -\frac{7}{60}; \quad \sigma_{424} = \frac{7}{320};$$

$$\sigma_{430} = \frac{11}{120}; \quad \sigma_{431} = -\frac{19}{40}; \quad \sigma_{432} = \frac{17}{40};$$

$$\sigma_{433} = -\frac{29}{120}; \quad \sigma_{434} = \frac{1}{20};$$

$$\sigma_{440} = \frac{1}{24}; \quad \sigma_{441} = -\frac{1}{6}; \quad \sigma_{442} = \frac{1}{4};$$

$$\sigma_{443} = -\frac{1}{6}; \quad \sigma_{444} = \frac{1}{24}.$$

$$\sigma_{400} = \frac{782.669}{38.707.200}; \quad \sigma_{401} = \frac{2.383.897}{58.060.800};$$

$$\sigma_{402} = -\frac{181.315}{4.644.864}; \quad \sigma_{403} = \frac{5333}{165.888};$$

$$\sigma_{404} = -\frac{405.043}{23.224.320}; \quad \sigma_{405} = \frac{317.249}{58.060.800};$$

$$\sigma_{406} = -\frac{86.909}{116.121.600};$$

$$\sigma_{410} = \frac{53.359}{907.200}; \quad \sigma_{411} = -\frac{453.143}{4.838.400};$$

$$\sigma_{412} = \frac{64.279}{967.680}; \quad \sigma_{413} = -\frac{2143}{41.472};$$

$$\sigma_{414} = \frac{13.271}{483.840}; \quad \sigma_{415} = -\frac{41.123}{4.838.400};$$

$$\sigma_{416} = \frac{16.789}{14.515.200}; \quad \sigma_{420} = \frac{120.461}{967.680};$$

$$\sigma_{421} = -\frac{23.203}{53.760}; \quad \sigma_{422} = \frac{41.941}{64.312};$$

$$\sigma_{423} = -\frac{19.987}{34.560}; \quad \sigma_{424} = \frac{34.907}{107.520};$$

$$\sigma_{425} = -\frac{16.729}{161.280}; \quad \sigma_{426} = \frac{2785}{193.536};$$

$$\sigma_{430} = \frac{4}{21}; \quad \sigma_{431} = -\frac{17.489}{20.160};$$

$$\sigma_{432} = \frac{33.373}{20.160}; \quad \sigma_{433} = -\frac{17.281}{10.080};$$

$$\sigma_{434} = \frac{10.369}{10.080}; \quad \sigma_{435} = -\frac{6877}{20.160};$$

$$\sigma_{436} = \frac{977}{20.160};$$

$$\sigma_{440} = \frac{581}{2880}; \quad \sigma_{441} = -\frac{169}{160};$$

$$\sigma_{442} = \frac{147}{64}; \quad \sigma_{443} = -\frac{383}{144}; \quad \sigma_{444} = \frac{111}{64};$$

$$\sigma_{445} = -\frac{97}{160}; \quad \sigma_{446} = \frac{257}{2880}.$$

Bibliografie

[1] *Coloşi, T. Darie, S., Danca, M.* Liniarizarea local-iterativă a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale, cu aplicaţii în teoria sistemelor automate şi electrotehnică. În: Electrotehnica, Electronica, Automatica, Nr. 3, Aprilie 1988, Bucureşti.

[2] *Coloşi, T., Darie, S., Leţia, T., Bikfalvi, P.* Liniarizarea local-iterativă a soluţiilor ecuaţiilor diferenţiale: condiţii iniţiale şi startul calculelor. În Electrotehnica, Electronica, Automatica, Nr. 1, Ianuarie 1989, Bucureşti.

CZ 534.83:621.894.8

TESTOR ANALOGIC
IMUNITATE DE PERTURBAȚII
TESTARE CU CALCULATORUL

Testarea acționărilor cu motoare pas cu pas

EMIL VOICULESCU*, MARIUS ILEA**, MIHAI VALENTIN NEAMȚU*** CLUJ-NAPOCA

Introducere

Fiecare aplicație cu motoare pas cu pas poate fi privită ca:
— acționare electrică, și, în plus, ca
— poziționare,
pentru că poziția rotorului este precis determinată.

Pentru ca avantajele conferite de precizia mișcării să fie valorificate, acționarea trebuie să fie sigură; pentru fiecare combinație motor-sarcină valorile mărimilor de comandă (frecvența maximă aplicată, ratele de accelerare/decelerare etc.) trebuie astfel alese, încît ieșirea din sincronism să nu fie posibilă.

Testorul prezentat în lucrare rezolvă simplu (analogic) acest deziderat. Cu ajutorul său, pentru orice acționare cu motor pas cu pas este posibilă determinarea unui profil frecvență/timp suficient de sigur și, pe de altă parte, cît mai rapid. Cînd se impune o și mai mare siguranță în funcționare, se adaugă reacția de poziție, procedeu ce ridică probleme mecanice, mărește substanțial partea electronică de comandă și, în pofida acestor dezavantaje, tinde să se generalizeze în prezent.

Testorul proiectat poate fi folosit numai cu MPP în circuit deschis. În afară de faptul că permite determinarea experimentală a celui mai avantajos profil frecvență/timp, pentru orice acționare cu MPP în buclă deschisă, testorul mai poate fi util în probele de anduranță în care se urmărește fiabilitatea motoarelor și a convertoarelor lor de alimentare (a driverelor).

1. Descrierea testorului

Schema-bloc a testorului este prezentată în figura 1. Conectat la intrările Tact și Sens ale translatorului MPP, testorul asigură:

1 — mersul cu viteză constantă;

2 — baleierea întregului domeniu de viteze;

3 — reversarea în orice moment.

În primul caz, turația se fixează prin potențiometrul PRESCRIERE-TURAȚIE. Ieșirea integratorului urmărește tensiunea prescrisă, înlocuind eventualele salturi cu rampe liniare, a căror pantă este controlată. Fiind prevăzută inițializarea, motorului i se aplică mai întîi frecvențe joase și se exclude astfel ieșirea din sincronism. Aceasta înseamnă că motorul este lansat fără pierderi de pași pînă la atingerea frecvenței de păsire prescrise, chiar dacă valoarea acesteia întrece cu mult frecvența maximă de start. La fel, comandînd reversarea mișcării, frecvența de păsire este mult diminuată, pentru a asigura funcționarea corectă.

În al doilea regim de funcționare (AUTOMAT), se asigură baleierea ciclică a întregului domeniu de frecvență: de la mersul cu pași distincți (cîțiva Hz), pînă la frecvența maximă de sincronism a sistemului motor-sarcină.

Valorile-limită ale turației și ratele de accelerare/decelerare pot fi variate în limite largi, pentru a corespunde oricărei acționări testate.

În cele ce urmează, funcționarea este detaliată pe schema electrică a circuitului (fig. 2).

Generatorul impulsurilor de tact este un oscilator comandat realizat cu AO 324—D și temporizatorul 555/2; este notat *VCO*. Generatorul, tratat în manualul de aplicații al circuitului 555 [1], asigură un raport de peste 1 000/1 între frecvența maximă, respectiv minimă, cu o neliniaritate a conversiei tensiune-frecvență sub 1%. Schimbînd rezistența de programare a frecvenței, R_{PR} (fig. 2), frecvențele-limită pot fi modificate. Experimental s-a obținut f_{min} în jur de 1 Hz (mers cu pași, distincți) și $f_{max} > 10$ kHz. Aplicînd acest semnal translatorului ca în figura 2, frecvența de păsire va fi chiar frecvența *VCO*. Ea poate fi măsurată la ieșirea f_0 (fig. 2). Acestui punct din schemă îi corespund bucșele din dreapta de pe panoul frontal al testorului (fig. 3[2]). O informație aproximativă în privința valorii frecvenței generate o oferă LED-ul R (roșu, fig. 2), a cărui strălucire este proporțională cu frecvența de tact. În figura 3, dioda *R* este plasată în stînga butonului TURAȚIE.

Tensiunea de comandă a generatorului se culege în ieșirea comună a porților *A* și *B* din comutatorul 4066/1 (fig. 2). În regim manual, poarta *B* este deschisă și la intrarea *VCO* se aplică tensiunea de la ieșirea integratorului dublă-pantă. Celelalte două porți, *A*, *B*, din comutatorul 4066/2 jos, mențin descărcat condensatorul C_1 în regim automat, astfel că la ieșirea integratorului tensiunea pornește din zero. Cu rata de creștere fixată din potențio-

* Asist. ing. *Voiculescu, E.* — Institutul Politehnic Cluj-Napoca.
** Ing. *Ilea, M.* — Intr. „Tehnofrig", Cluj-Napoca.
*** Tehn. *Neamțu, M.V.* — Inst. de Tehnică de Calcul și Informatică Cluj-Napoca.

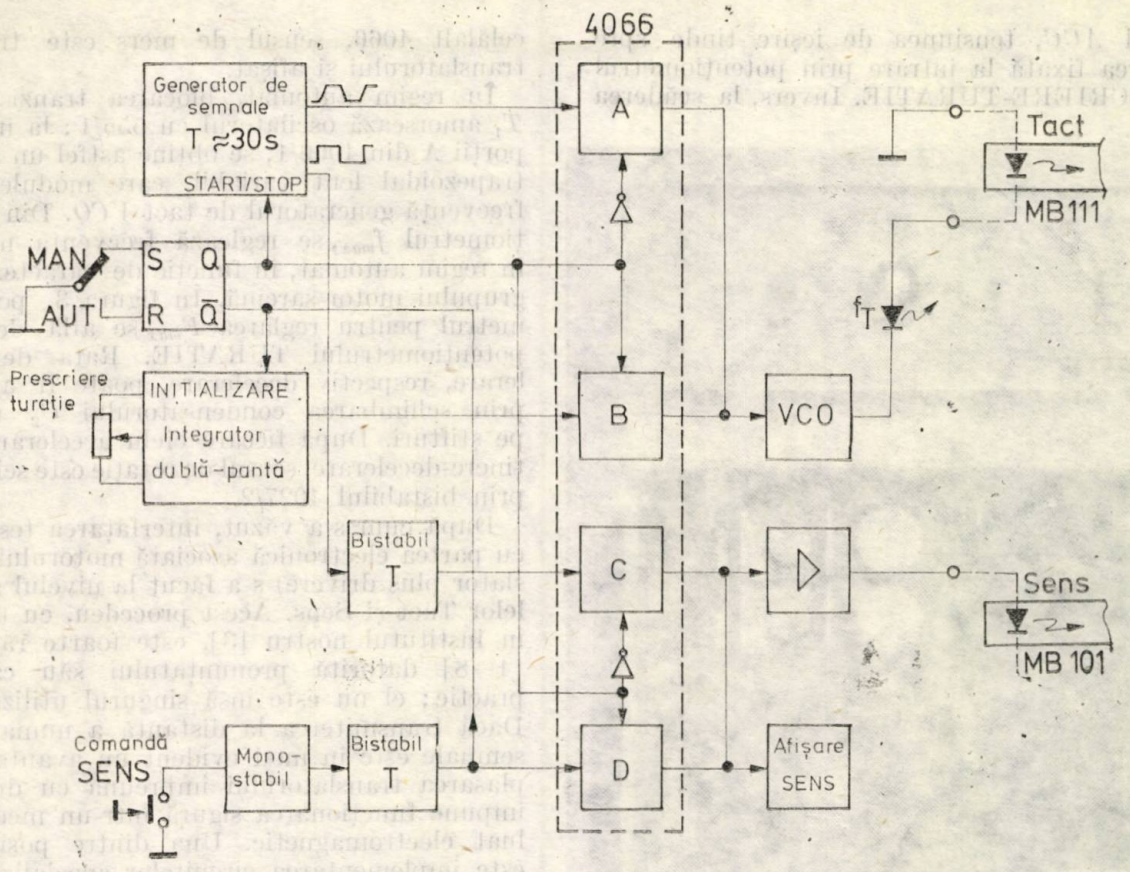


Fig. 1. Testor pentru acționările cu motoare pas cu pas. Schema-bloc.

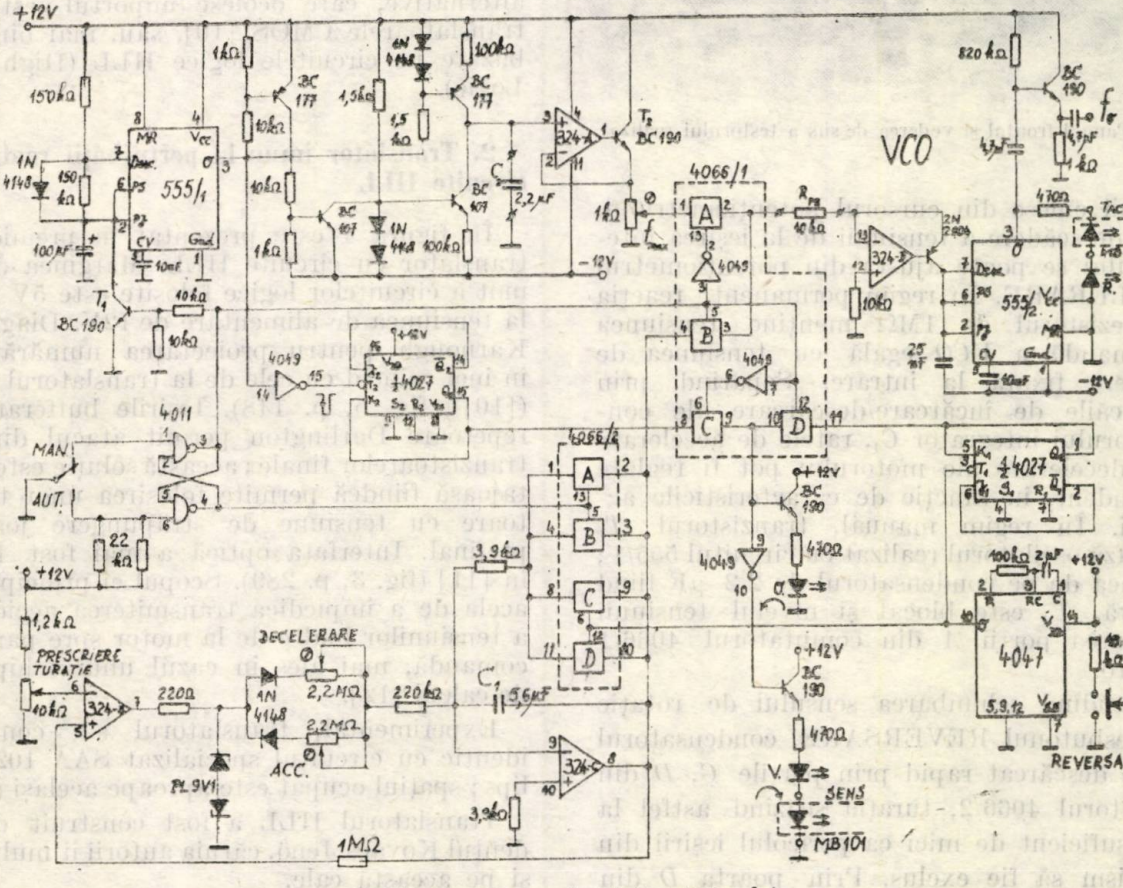


Fig. 2. Schema electrică a testorului.

metrul *ACC*, tensiunea de ieşire tinde spre valoarea fixată la intrare prin potenţiometrul PRESCRIERE-TURAŢIE. Invers, la scăderea

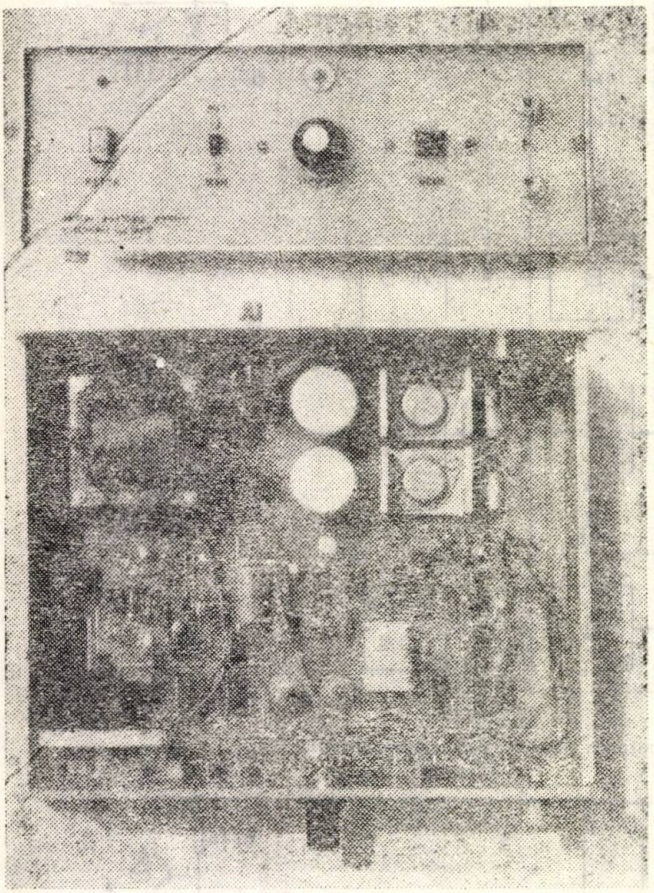


Fig. 3. Panoul frontal şi vederea de sus a testorului realizat.

tensiunii culese din cursorul potenţiometrului, viteza de scădere a tensiunii de la ieşirea integratorului se poate ajusta din potenţiometrul DECELERARE. În regim permanent, reacţia prin rezistorul de 1MΩ menţine tensiunea de comandă a *VCO* egală cu tensiunea de prescriere fixată la intrare. Separînd prin diode căile de încărcare/descărcare ale condensatorului integrator C_1, ratele de accelerare şi de decelerare ale motorului pot fi reglate independent, în funcţie de caracteristicile acţionării. În regim manual, tranzistorul T_1 blochează oscilatorul realizat cu circuitul 555/1 ; tensiunea de pe condensatorul de 2,2 μF fiind negativă, T_2 este blocat şi nivelul tensiunii la intrarea porţii *A* din comutatorul 4066/1 este zero.

Comandînd schimbarea sensului de rotaţie din presbutonul REVERSARE, condensatorul C_1 este descărcat rapid prin porţile *C*, *D* din comutatorul 4066/2, turaţia scăzînd astfel la valori suficient de mici ca pericolul ieşirii din sincronism să fie exclus. Prin poarta *D* din celălalt 4066, sensul de mers este transmis translatorului şi afişat.

În regim automat, blocarea tranzistorului T_1 amorsează oscilatorul cu 555/1 ; la intrarea porţii A din 4066/1, se obţine astfel un semnal trapezoidal lent variabil, care modulează în frecvenţă generatorul de tact *VCO*. Din potenţiometrul f_{max}, se reglează frecvenţa maximă în regim automat, în funcţie de caracteristicile grupului motor-sarcină. În figura 3, potenţiometrul pentru reglarea F_{max} se află deasupra potenţiometrului TURAŢIE. Rata de accelerare, respectiv decelerare, poate fi ajustată prin schimbarea condensatorului C_2 montat pe ştifturi. După fiecare ciclu accelerare-menţinere-decelerare, sensul de rotaţie este schimbat prin bistabilul 4027/2.

După cum s-a văzut, interfaţarea testorului cu partea electronică asociată motorului (translator plus drivere) s-a făcut la nivelul semnalelor Tact şi Sens. Acest procedeu, cu tradiţie în institutul nostru [3], este foarte răspîndit [4—8] datorită pronunţatului său caracter practic; el nu este însă singurul utilizat [9]. Dacă transmiterea la distanţă a numai două semnale este în mod evident un avantaj, amplasarea translatorului împreună cu driverele impune funcţionarea sigură într-un mediu poluat electromagnetic. Una dintre posibilităţi este implementarea circuitelor specializate [6, 7] şi s-a procedat astfel în [3, 10, 11]. Soluţii alternative, care ocolesc importul vest, sînt : translatoarele CMOS [10], sau, mai bine, cele bazate pe circuitele logice HLL (High Level Logic).

2. Translator imun la perturbaţii realizat cu circuite HLL

În figura 4 este prezentat în premieră un translator cu circuite HLL. Marginea de zgomot a circuitelor logice folosite este 5V (tipic), la tensiunea de alimentare de 12V. Diagramele Karnough pentru proiectarea numărătorului în inel coincid cu cele de la translatorul CMOS ([10]), fig. 5, p. 148). Ieşirile bufferate prin repetoare Darlington permit atacul direct al tranzistoarelor finale ; această soluţie este avantajoasă fiindcă permite folosirea unor tranzistoare cu tensiune de străpungere joasă în prefinal. Interfaţa optică a mai fost folosită în [11] (fig. 3, p. 289). Scopul ei principal este acela de a împiedica transmiterea accidentală a tensiunilor înalte de la motor spre partea de comandă, mai ales în cazul unui echipament de calcul [12].

Experimental, translatorul s-a comportat identic cu circuitul specializat SAA 1027 Philips ; spaţiul ocupat este aproape acelaşi (fig. 5).

Translatorul HLL a fost construit de studentul Kovács Jenö, căruia autorii îi mulţumesc şi pe această cale.

3. Testarea cu calculatorul a acționărilor cu MPP

Numeroasele rezultate obținute la testarea cu calculatorul [12] au condus la ideea tratării acestui subiect într-o lucrare de sine-stătătoare, ce va fi elaborată în viitorul apropiat. În acest capitol, sînt trecute în revistă problemele care au apărut la trecerea de la testarea analogică la cea numerică și este prezentat modul lor de rezolvare.

Este firesc să se admită de la început că între calculator și electronica motorului există o oarecare distanță (cîțiva metri) și că în mediul industrial linia de transmisie va capta paraziți. De aici decizia de a ataca în curent translatorul (fig. 6). În acest fel, lungimea liniei este limitată doar de „efectul de antenă". Și celelalte măsuri:

— folosirea cablului ecranat,

— legarea la masa emițătorului de linie a ecranului,

— unilateralizarea transferului prin prevederea de optocuploare,

— alegerea unor circuite logice cu margine de zgomot crescută în translator,

s-au dovedit eficiente; cu un cablu de 3m, deci cu 6 m de conductor la terminalele IRED-urilor, nu s-a decelat sensibilitate la perturbații.

Opțiunea pentru transmisia în curent a impus plasarea optocuploarelor la receptor. Cu un mic artificiu de conectică (fig. 7), trecerea de la testarea analogică la cea cu calculatorul se reduce la mutarea cablului ecranat în mufa de jos. Artificiul constă în folosirea optocuplorului MB 111 și pentru decalare de potențial; dioda emițătoare din acest optocuplor este

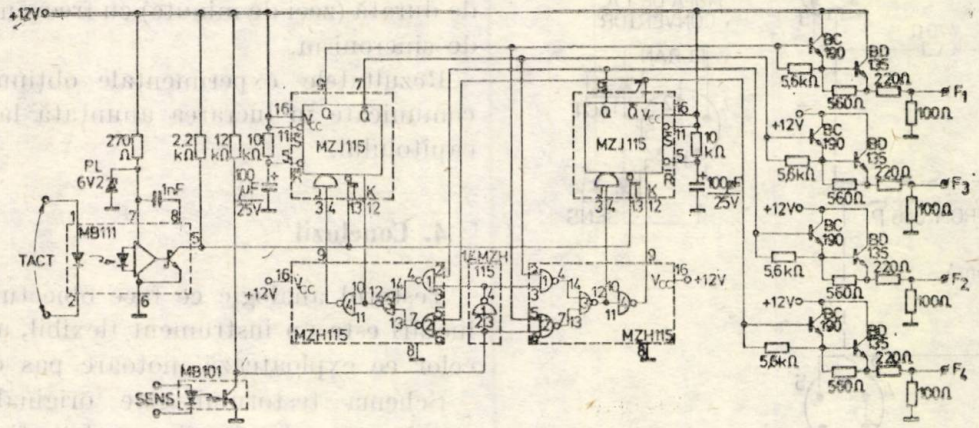


Fig. 4. Translator cu circuite HLL comandat prin optocuploare.

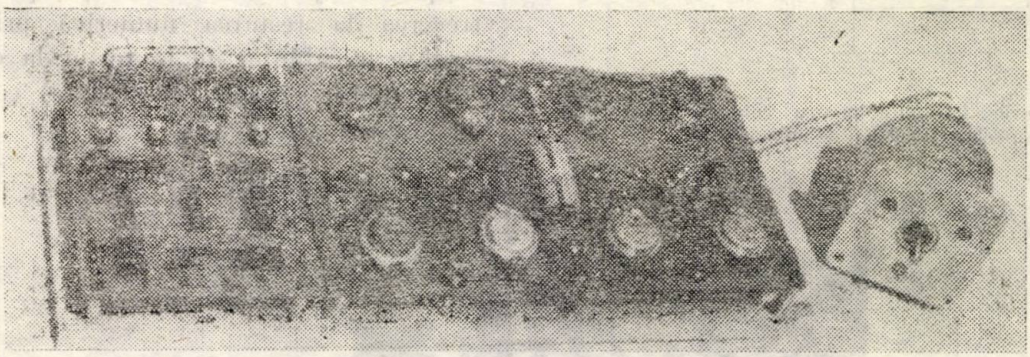


Fig. 5. Motorul pas cu pas împreună cu partea sa de comandă. În stînga, translatorul HLL.

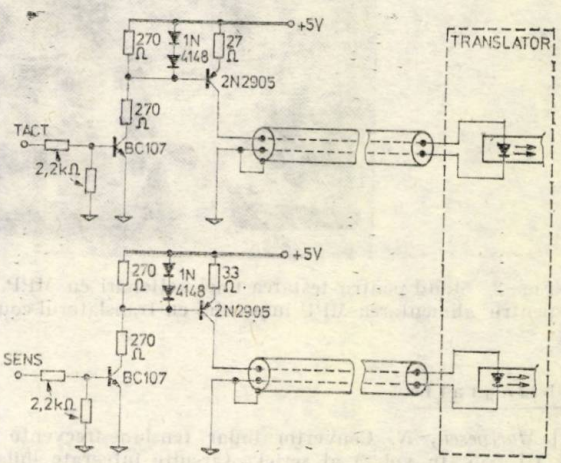


Fig. 6. Transmisia în curent a impulsurilor de comandă. permite folosirea unui cablu lung între calculator și partea de comandă a motorului.

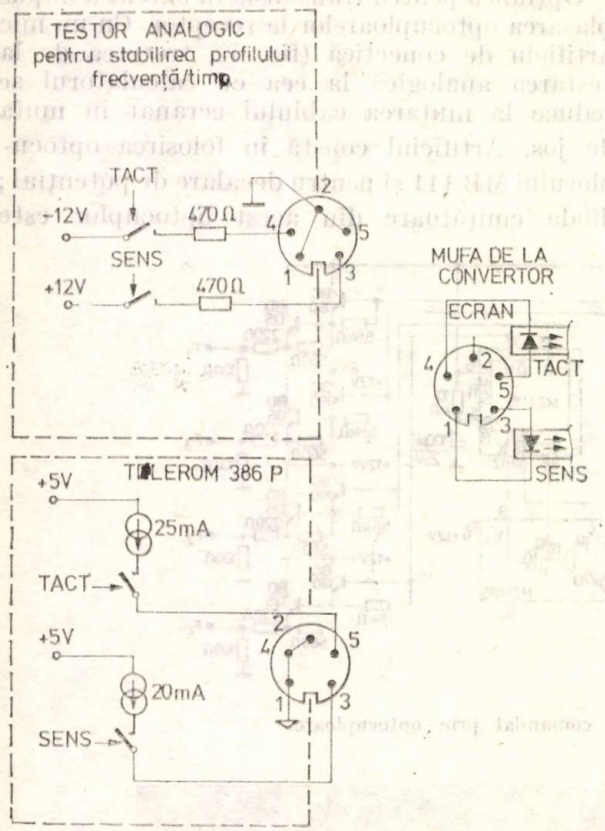


Fig. 7. Legăturile la mufe pentru compatibilitate între sursele semnalelor de comandă.

alimentată „sub masă" [1] cu testorul, și peste zero cu Teleromul. Cu calculatorul s-au studiat:

— efectele modificării ratelor de accelerare/decelerare asupra dinamicii motorului;

— dependența frecvențelor de start/stop și a celei de reversare de încărcarea la arbore;

— precizia de poziționare la funcționarea de durată (zeci de minute) cu frecvența maximă de sincronism.

Rezultatele experimentale obținute vor fi comunicate în lucrarea anunțată la începutul capitolului.

4. Concluzii

Testorul analogic ce face obiectul prezentei lucrări este un instrument flexibil, util tuturor celor ce exploatează motoare pas cu pas.

Schema testorului este originală, relativ simplă (11 circuite integrate), fiabilă, ușor reproductibilă și se pretează miniaturizării. Amplasarea judicioasă a interfeței optice permite trecerea la testarea numerică prin simpla mutare a cablului de la testor la calculator.

În figura 8, este prezentată configurația standului de încercare.

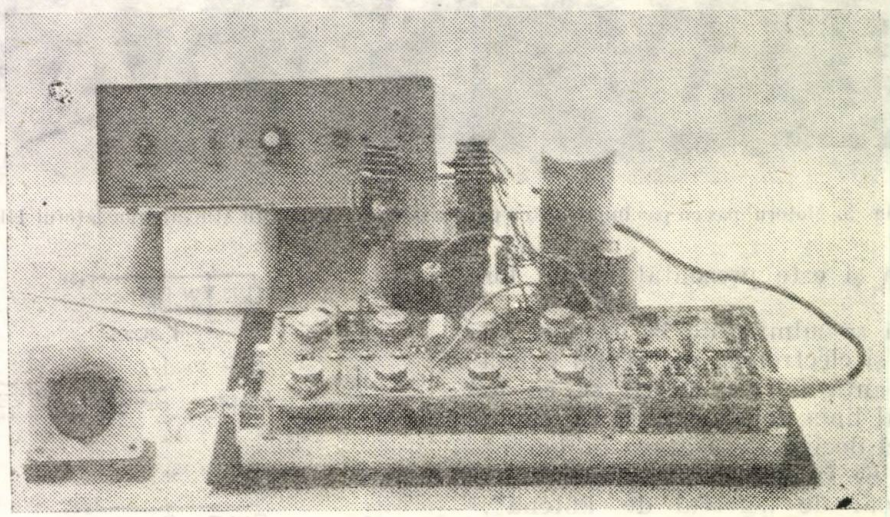


Fig. 8. Stand pentru testarea unei acționări cu MPP. De la stînga la dreapta: motorul pas cu pas, testorul, convertorul pentru alimentarea MPP împreună cu translatorul comandat în curent, cablul ecranat. În planul mijlociu: sursele de alimentare.

Bibliografie

[1] *Marinescu, N.* Convertor liniar tensiune-frecvență cu CI 555. În vol. 3 al seriei „Circuite integrate liniare. Manuale de utilizare", cap. 1, Ed. Tehnică, București, 1984, p. 85—87.

[2] *Ilea, M.* Testor analogic pentru acționări cu MPP. Proiect de diplomă. Institutul politehnic Cluj-Napoca, 1989.

[3] *Voiculescu, E.* Circuite de comandă pentru motoare pas cu pas. În: EEA-Electrotehnica 34, nr. 4, 1986, p. 167—172.

[4] *Schwanger, B. V.* Hardware-Translatoren für Schrittmotor-Leistungteil mit den IC's TCA 1560/61. Siemens Dienststelle MSR 8706, München, 1987.

[5] Sigma Instruments. Chopper drivers, microstepping systems, preset controls of step motor motion profile.

Bulletins 225—253. © 1986 Sigma Instr. Inc., Cleveland, Ohio.

[6] Motorola Semiconductors. Silicon monolithic stepper motor driver MC 3479P. Printed in the Great-Britain, 1985.

7] SGS. Bipolar Stepping Motor Control L 297/298. În High Power Linear Applications Bulletin, Phoenix Az., 1988.

[8] Echipamente de poziționare ale firmelor Superior Electric, Phytron Elektronik Laser Optronic, Warner Electric, Sigma Instruments. Prospecte, 1985—89.

[9] *Harnden, J.* Solving the Stepper Motor Interface Problems. Siliconix Application Note AN82—1. Newbury Berks, GB, 1982.

[10] *Voiculescu, E.* Invertor de curent pentru acționări rapide cu motor pas cu pas. În: EEA-Electrotehnica **35**, nr. 4, 1987, p. 144—150.

[11] *Voiculescu E., Mican, S.* Acționarea rapidă a motoarelor pas cu pas bipolare prin invertor de curent. În rev. EEA-Electrotehnica, **35** (1987), nr. 8, p. 287—292.

[12] *Neamtu M. V., Cristea, A.* Comanda cu calculatorul Telerom P386 a motoarelor pas cu pas. Proiect de diplomă (C.A.), I. P. Cluj-Napoca, 1989.

CZ 621.383 : 530.7

PANOURI SOLARE
CELULE FOTOVOLTAICE
SISTEM AUTOMAT DE GHIDAJ

Un sistem extremal pentru ghidajul automat al panourilor solare cu celule fotovoltaice

PANTELIMON CONSTANTIN, ALI CHERMITTI* — BUCUREȘTI

Problema ghidajului automat al panourilor solare prezintă un interes deosebit deoarece joacă un rol important în procesul de conversie a energiei solare în energie termică sau electrică și de utilizare a acestora.

Pentru ghidajul automat s-au propus diferite soluții în funcție de tipul, forma și destinația instalației solare.

Cea mai mare parte a soluțiilor cunoscute presupune utilizarea unui detector independent pentru controlul poziției panoului în raport cu soarele și pentru comanda sistemului de ghidaj.

Metoda propusă, utilizabilă exclusiv pentru ghidajul panourilor parabolice avînd un generator fotovoltaic plasat în planul focarului, are ca idee de bază utilizarea în calitate de detector de poziție a generatorului fotovoltaic și conceperea sistemului de ghidaj ca un sistem extremal funcționînd în regim oscilant.

Experiențele de la baza lucrării au fost realizate la Universitatea din Tlemcen Algeria pe un panou de tip BOMIN avînd o oglindă pneumatică cu generator plasat în planul focarului.

1. Oglinda

Pentru a urmări mai ușor concepția sistemului de ghidaj se vor prezenta cîteva caracteristici ale instalației studiate.

Concentratorul are diametrul de 1 500 mm și suprafața de 1,77 m². Dacă se introduce aer comprimat între oglinda confecționată dintr-un țesut metalizat și o suprafață de plastic transparent, oglinda suferă o deformare și ia o formă parabolică, generatorul fiind plasat în planul focarului.

Pentru a orienta axa oglinzii spre soare, instalația posedă un sistem mecanic care deplasează axa în plan orizontal și în plan vertical.

Generatorul fotovoltaic *GF* plasat în planul focarului oglinzii *0* (fig. 1a) cuprinde 9 celule solare de siliciu de cîte 5W fiecare (fig. 1), care pot fi conectate în serie sau în paralel.

Pentru a evita încălzirea excesivă a celulelor a fost prevăzut un sistem de răcire. Temperatura fluidului de răcire este controlată cu ajutorul unui detector și atunci cînd atinge valoarea permisă de 65°C un circuit electric produce un semnal de alarmă.

2. Caracteristicile statice ale panoului solar

Experiențele au avut ca scop măsurarea tensiunii la bornele unei rezistențe de sarcină montată la ieșirea generatorului fotovoltaic *U* pentru diferite valori ale unghiului de rotație al oglinzii α.

S-a orientat mai întîi axa oglinzii spre soare și apoi s-a rotit oglinda cu unghiul α variabil

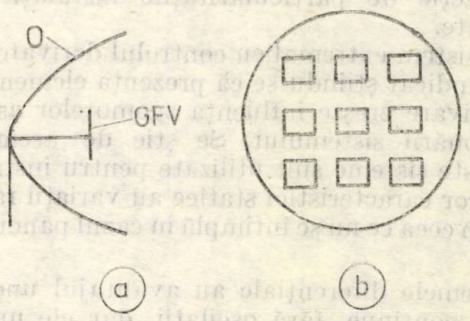


Fig. 1. Panoul solar.

* Conf. dr. ing. Constantin, P. și ș.l. dr. ing. Chermitti A. — Inst. Politehnic — București.

în plan orizontal, în ambele sensuri față de poziția inițială.

Curbele $U = f(\alpha)$ obținute sînt reprezentate în figura 2. S-au reprezentat numai ramurile

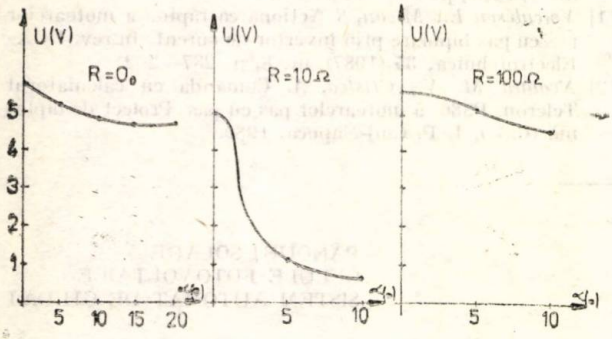


Fig. 2. Caracteristicile statice $U = f(\alpha)$.

pentru $\alpha > 0$, deoarece cele corespunzătoare la $\alpha < 0$ sînt simetrice în raport cu primele, față de verticală.

Din analiza curbelor se deduce mai întîi că U prezintă un maxim la $\alpha = 0$ și scade atunci cînd α crește în valoare absolută.

Acest fapt permite tratarea sistemului de ghidaj ca un sistem extremal care trebuie să mențină oglinda dirijată spre soare și utilizarea ca detector de poziție chiar a generatorului fotovoltaic.

Se observă apoi că alura curbelor depinde de valoarea rezistenței de sarcină. Pentru R mic (de exemplu 10Ω) și pentru α mic (de exemplu $\alpha \leqslant 2{,}5°$) se poate accepta o lege parabolică de variație pentru funcția $U = f(\alpha)$.

$$U = -\frac{63}{125}\alpha^2 + 5 \quad (U \text{ în V și } \alpha \text{ în grade}).$$

Această aproximație constituie un motiv în plus pentru a trata sistemul de ghidaj ca un sistem extremal, știind că în multe sisteme extremale instalațiile reglate au caracteristici statice parabolice.

3. Alegerea tipului de sistem extremal

Alegerea tipului de sistem extremal se face în funcție de particularitățile instalației comandate.

Un sistem extremal cu controlul derivate este puțin indicat știindu-se că prezența elementului de derivare crește influența zgomotelor asupra funcționării sistemului. Se știe de asemenea că aceste sisteme sînt utilizate pentru instalații ale căror caracteristici statice au variații rapide în timp ceea ce nu se întîmplă în cazul panourilor solare.

Sistemele diferențiale au avantajul unei urmăriri continue, fără oscilații, dar ele nu sînt indicate deoarece presupun realizarea unui model al părții neliniare a panoului ceea ce este foarte dificil.

Un sistem cu modulație se caracterizează printr-o mare complexitate a părții electronice și găsește aplicație mai ales în instalațiile radiotehnice.

Cel mai indicat sistem ar fi cel eșantionat, bazat pe controlul variației finite Δy, denumit și sistem pas cu pas. Acesta este de asemenea destul de complicat din punct de vedere constructiv.

Pentru ghidajul panourilor solare studiate se consideră suficient un sistem extremal bazat pe memorizarea extremului, care are o schemă electronică destul de simplă, astfel că s-a studiat și conceput un astfel de sistem.

4. Structura sistemului extremal

Un sistem extremal cu memorizarea extremului trebuie să asigure o variație a tensiunii U în regim static după curba din figura 3.

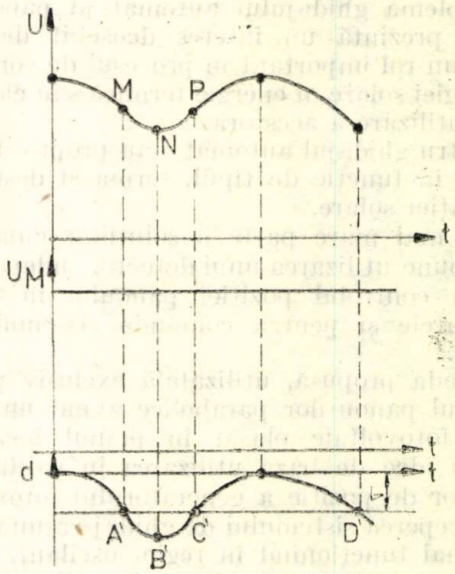


Fig. 3. Varianta în timp a mărimilor U, U_M, d, în regim static.

Sistemul trebuie să memorizeze valoarea de vîrf U_M, să controleze valoarea instantanee U, și să calculeze diferența $d = U - U_M$, care constituie indicele de extrem.

Cînd d atinge o valoare impusă σ, sistemul trebuie să inverseze sensul de rotație al oglinzii și să comande un nou ciclu în sens contrar.

Schema de principiu a sistemului este reprezentată în figura 4.

Memorizarea extremului se face cu memoria analogică M, concepută ca un detector de vîrf. Un circuit analogic face diferența $d = U - U_M$.

Elementul de execuție este un motor de curent continuu, cu excitație independentă,

a cărui viteză de rotaţie depinde de tensiunea U_c care alimentează indusul.

Elementul care formează semnalul de comanda (*EFSC*) controlează diferenţa d şi asigură schimbarea polarităţii tensiunii U_c

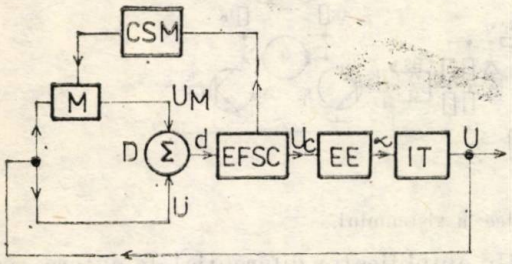


Fig. 4. Schema — bloc a sistemului automat extremal.

cînd d atinge valoarea σ (punctele A', D') în sens crescător (în valoare absolută).

Caracteristica statică a elementului *EFSC* este reprezentată în figura 5 şi este parcursă în ordinea *ABCDCF* su *FCBGBA*. Cînd diferenţa d negativă, creşte în valoare absolută şi atinge valoarea σ, are loc comutaţia, U_c schimbă de polaritate şi are loc trecerea *BC*

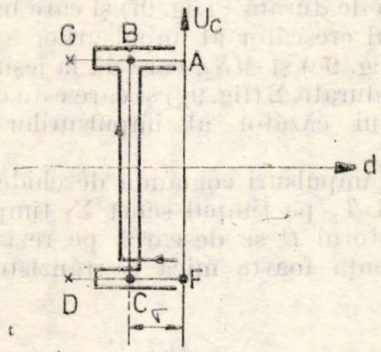


Fig. 5. Caracteristica statică a *EFSC*.

sau *CB*. Segmentele *CD* şi *BG* se explică prin inerţia motorului care, după comutaţie continuă rotaţia în acelaşi sens, pentru un scurt interval de timp, iar U şi d variază în acelaşi sens. În figura 3 acest proces este reprezentat de punctele M, N şi A', B'.

5. Necesitatea ştergerii memoriei

Într-un regim dinamic, dacă memoria ar fi perfectă, U ar putea să aibă alura din figura 6a cu valori maxime diferite. Dar principiul de funcţionare a memoriei utilizate, care va fi expus în cele ce urmează, nu permite acesteia să memoreze un maxim M_3 mai mic decît maximul precedent M_2, ci numai un maxim M_2 mai mare decît cel precedent M_1 (fig. 6b).

Din această cauză este necesar să se prevadă un circuit care să şteargă memoria înaintea fiecărui maxim.

În vederea proiectării memoriei este necesar să se stabilească momentul cel mai favorabil pentru a şterge memoria. În unele lucrări se sugerează ca ştergerea memoriei să se facă în momentele de comutaţie (punctele A' şi D' (fig. 3).

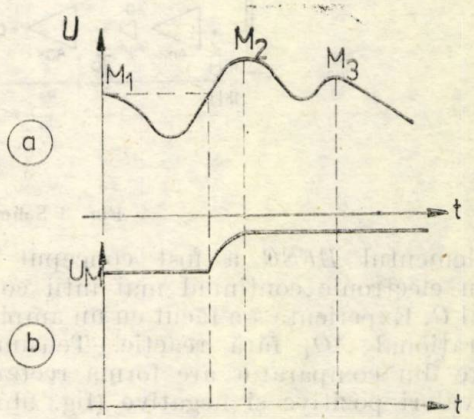


Fig. 6. Caracteristicile U şi U_M pentru valori maxime variabile.

Aceasta soluţie nu este convenabilă. Ea poate conduce la deranjamente în funcţionarea instalaţiei deoarece este dificil să se asigure o sincronizare precisă a comutaţiei cu ştergerea memoriei.

De aceea este indicat ca ştergerea memoriei să se facă după comutaţie; mai precis este indicat ca ştergerea să se facă la un interval scurt de timp τ, după punctul C' (fig. 3), cînd d devine din nou egal cu σ fără comutaţie.

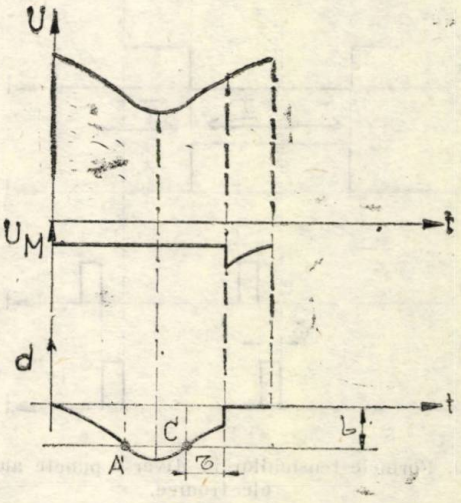


Fig. 7. Caracteristicile U U_M, d în regim static, cu ştergerea memoriei.

6. Electronica sistemului

Schema completă a părţii electronice este arătată în figura 8.

Memoria este un detector de vîrf continuînd amplificatorul operaţional AO_1, dioda D şi condensatorul C. Un repetor AO_2 este prevăzut

pentru a evita descărcarea condensatorului pe rezistența de intrare a etajului următor.

Diferența $U-U_M$ se face cu amplificatorul diferențial AO_3.

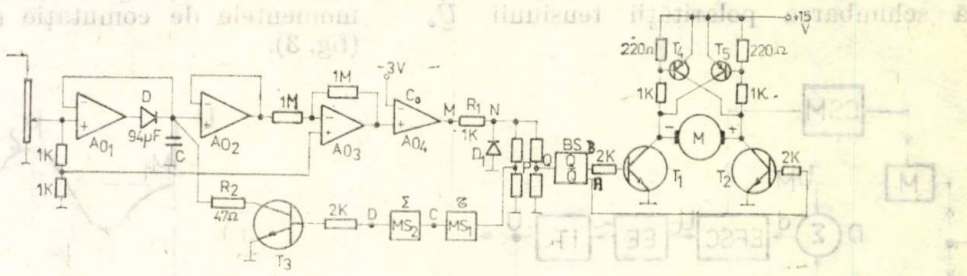


Fig. 8 Schema părții electronice a sistemului.

Elementul *EFSC* a fost conceput ca un releu electronic conținînd mai întîi comparatorul *C*. Experiența s-a făcut cu un amplificator operațional AO_4 fără reacție. Tensiunea de ieșire din comparator are forma rectangulară cu valori pozitive și negative (fig. 9b).

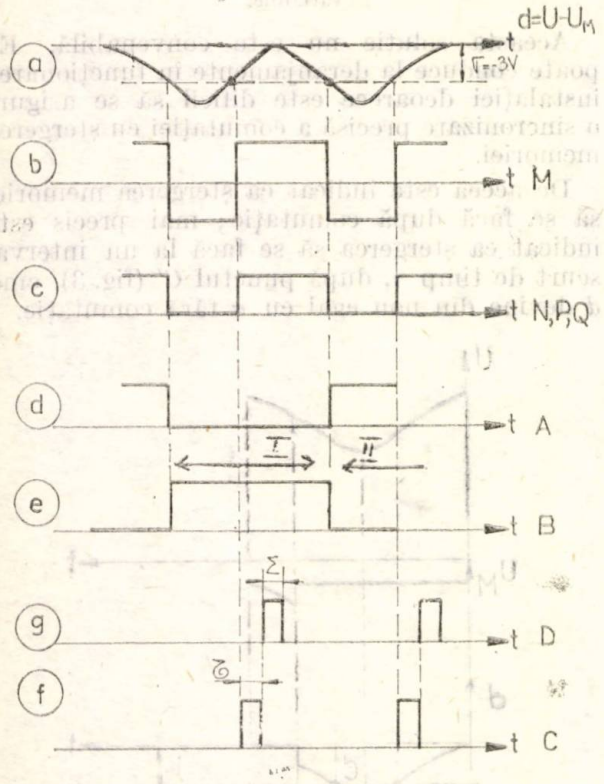


Fig. 9. Formele tensiunilor în diverse puncte ale schemei electronice.

Rezistența R_1 și dioda D_1 elimină partea negativă astfel încît în punctul *N* apar impulsuri pozitive (fig. 9c).

Cu ajutorul a două divizoare de tensiune, în punctele *P* și *Q* apar impulsuri de aceeași formă dar cu amplitudine *TTL* (5 V).

Un bistabil *JK* (*BS*) conectat ca celula binară de numărare, basculează de fiecare dată cînd semnalul de intrare trece din starea 1 în starea 0. Potențialele la ieșirea bistabilului sînt reprezentate în figura 9 d, e).

Un amplificator diferențial de putere, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 asigură comanda reversibilă a motorului *M*, conectat între colectoarele celor două tranzistoare.

În intervalul *I*, T_1 este în saturație, iar T_2 blocat. Polaritatea tensiunii indusului motorului este indicată în figura 8.

În intervalul II stările tranzistoarelor se inversează și de asemenea polaritatea tensiunii indusului, ca și sensul de rotație al motorului.

Sistemul de ștergere a memoriei constă în două monostabile: MS_1, care dă la ieșire impulsuri de durată τ (fig. 9f) și care basculează pe frontul crescător al impulsurilor aplicate la intrare (fig. 9c) și MS_2, care dă la ieșire impulsurile de durata Σ (fig. 9g) și care este comandat pe frontul căzător al impulsurilor aplicate (fig. 9f).

Aceste impulsuri comandă deschiderea tranzistorului T_3 pe timpul scurt Σ, timp în care condensatorul *C* se descarcă pe rezistența R_2 și rezistența foarte mică a tranzistorului T_3 saturat.

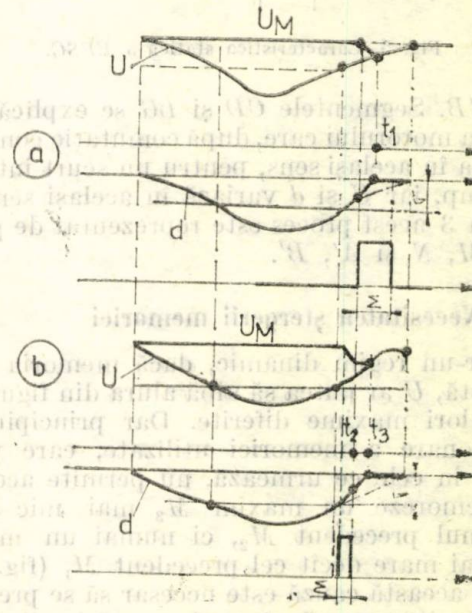


Fig. 10. Acțiunea sistemului de ștergere a memoriei.

Procesul de ștergere a memoriei modifică forma de variație a tensiunii U_M și a diferenței d.

Se pot prezenta două situații în funcție de durata impulsului de ștergere (fig. 10).

Dacă Σ este mare (fig. 10a), în momentul t_1 înainte de sfîrșitul impulsului, U_M devine egal cu U și d devine zero. Începînd din acest moment C se încarcă și, simultan, T_3 rămîne deschis pînă la sfîrșitul impulsului. Amplificatorul operațional trebuie să asigure un curent suficient de mare capabil să încarce pe C și să alimenteze tranzistorul T_3 deschis.

Dacă Σ este mic (fig. 10 b), C se descarcă în timpul Σ pînă în momentul t_2, U_M rămîne constant pînă în momentul t_3, cînd U devine egal cu U_M și d se anulează.

Tranzistorii T_4 și T_5, care au aceeași stare de conducție ca și T_1 și T_2, permit ca motorului să i se aplice întreaga tensiune de alimentare (15 V). spre deosebire de amplificatorul diferențial obișnuit cu rezistențe pasive în colectoare.

7. Studiul sistemului cu metoda planului fazelor

Studiul sistemului presupune cunoașterea variației în timp a mărimilor α, ω, U atît în regim dinamic, cînd sistemul trece dintr-o stare de echilibru în alta, la punerea în funcțiune sau la acțiunea unei perturbări, cît și în regimul static, care se stabilește la sfîrșitul regimului dinamic.

Se va aplica metoda planului fazelor care permite o analiză mai simplă.

Se vor accepta următoarele ipoteze simplificatoare :

— comutatorul utilizat permite inversarea instantanee a polarității tensiunii de alimentare a motorului ;

— în regim permanent comutația are loc la $\alpha = \alpha_c = 2{,}5°$ și $\alpha = -\alpha_c = -2{,}5°$;

— cuplul rezistent al motorului este proporțional cu turația ;

— se folosește un motor de curent continuu cu excitație independentă, care are următoarele caracteristici în regim nominal :

— tensiune de alimentare $U_c = 18$ V ;

— constanta de timp electromecanică : $T_0 = 12$ ms ;.

— turație după reductor : 10 t/min ($\omega_f = 60°$/s).

A. Calculul mărimilor α și $\omega = f(t)$.

Ecuațiile cunoscute ale motorului de curent continuu în ipotezele menționate sînt :

$$J\frac{\mathrm{d}^2\alpha}{\mathrm{d}t^2} + f\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t} = ki \text{ (ecuația cuplurilor)},$$

$$E - k\frac{d\alpha}{dt} = Ri \text{ (ecuația tensiunilor)}.$$

Eliminînd curentul i se deduce :

$$T_0\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{d\alpha}{dt} + \varepsilon A = 0, \qquad (1)$$

unde :

T_0 reprezintă constanta de timp electromecanică, iar A o constantă dependentă de E.

$$T_0 = \frac{J}{f + \dfrac{k^2}{R}} \qquad A = -\frac{kE}{R\left(f + \dfrac{k^2}{R}\right)}.$$

Mai departe se va presupune că $E < 0$ și $A > 0$.

Dacă se presupune că variabila este ω ecuația (1) devine :

$$T_0\frac{d\omega}{\mathrm{d}t} + \omega + \varepsilon A = 0. \qquad (2)$$

Din ecuația (2) reiese că A reprezintă viteza de rotație în regim nominal ($t \to \infty$) a motorului $A = |\omega_f|$.

Integrînd ecuația (2) și calculînd α cu relația :

$$\alpha = \int \omega dt + C,$$

se obține :

$$\omega = -\varepsilon A + (\omega_0 + \varepsilon A)e^{-\frac{t}{T_0}}, \qquad (3)$$

$$\alpha = -\varepsilon A t - T_0(\omega_0 + \varepsilon A)e^{-\frac{t}{T_0}} + \alpha_0 + (\omega_0 + \varepsilon A)T_0. \qquad (4)$$

a. Aspectul traiectoriilor de fază pentru $\varepsilon = -1$

Pentru $\varepsilon = -1$ ecuațiile (3) și (4) devin :

$$\omega = A + (\omega_0 - A)e^{-\frac{t}{T_0}}, \qquad (5)$$

$$\alpha = At - T_0(\omega_0 - A)e^{-\frac{t}{T_0}} - \alpha_0 + T_0(\omega_0 - A). \qquad (6)$$

Se va deduce mai întîi aspectul curbelor $\omega(t)$ și $\alpha(t)$ și apoi se vor construi traiectoriile de fază $\alpha = \omega = f(\alpha)$.

Pentru a stabili alura curbei $\omega(t)$ se calculează $d\omega/\mathrm{d}t$:

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = -\frac{1}{T_0}(\omega_0 - A)e^{-\frac{t}{T_0}}.$$

Se observă că $\omega_0 - A < 0$ pentru ca $A = |\omega_f|$ și $\omega_0 < \omega_f$. Deci $\mathrm{d}\omega/\mathrm{d}t > 0$ și ω are o creștere monotonă exponențială (fig. 11 a).

Pentru a deduce alura curbei $\alpha = f(t)$ se studiază semnul lui ω dat de (5) și apoi se deduce

modul de variație a lui α știind că $\alpha' = \frac{d\alpha}{dt} = \omega$.

Cînd $\omega_0 > 0$, $\omega > 0$ și α crește monoton (fig. 11 b).

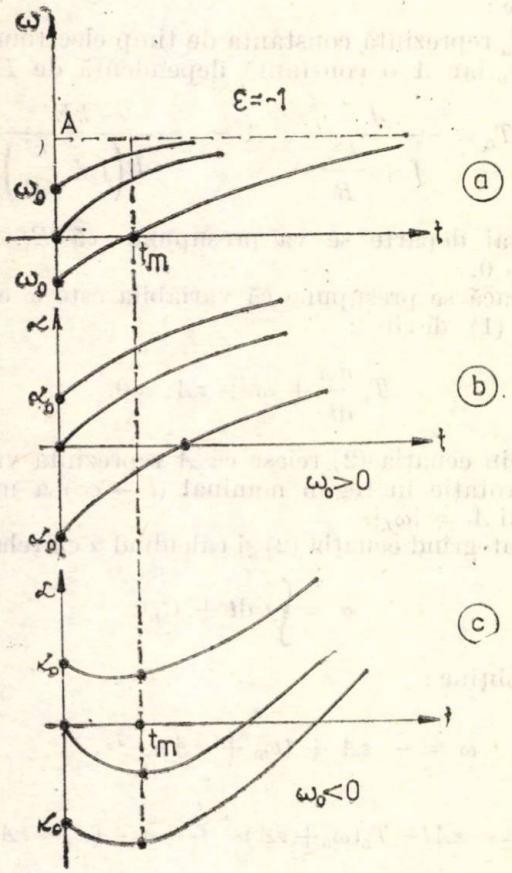


Fig. 11. Curbele $\omega = f(t)$ și $\alpha = f(t)$ pentru $\varepsilon = -1$.

Cînd $\omega_0 < 0$; α scade în intervalul 0, t_m cînd $\omega > 0$ și crește pentru $t > t_m$ cînd $\omega > 0$, prezentînd un minim pentru $t = t_m$ (fig. 11 c).

Cu ajutorul curbelor $\omega(t)$ și $\alpha(t)$ se deduce aspectul traiectoriilor de fază pentru diferite valori inițiale α_0 și ω_0 (fig. 12).

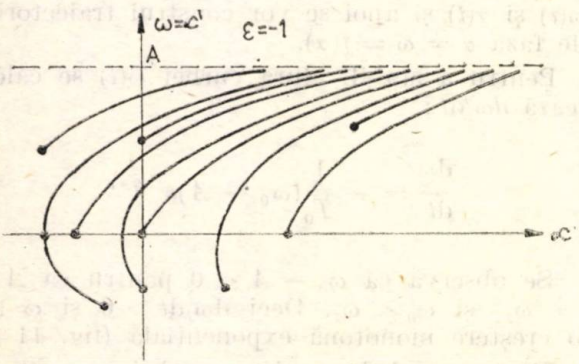


Fig. 12. Traiectoriile de fază $\omega = f(\alpha)$ pentru $\varepsilon = -1$.

b. Aspectul traiectoriilor de fază pentru $\varepsilon = +1$

Ecuațiile (3) și (4) devin:

$$\omega = -A + (\omega_0 + A)e^{-\frac{t}{T_0}}, \tag{7}$$

$$\alpha = -At - T_0(\omega_0 + A)e^{-\frac{t}{T_0}} + \alpha_0 + T_0(\omega_0 + A). \tag{8}$$

Se observă că:

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{T_0}(\omega_0 + A)e^{-\frac{t}{T_0}} < 0.$$

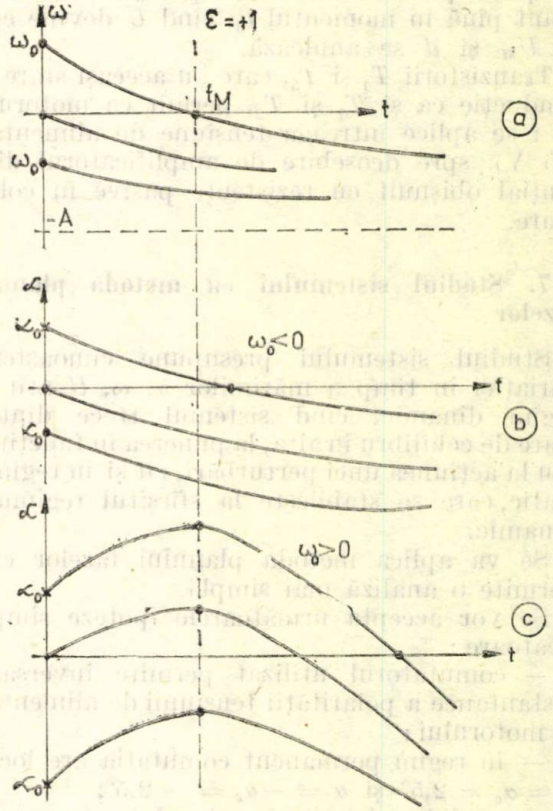


Fig. 13. Curbele $\omega = f(t)$ și $\alpha = f(t)$ pentru $\varepsilon = +1$.

Ca urmare ω scade continuu avînd aspectul din figura 13 a.

Cînd $\omega_0 < 0$, $\omega < 0$ și α scade monoton (fig. 13 b).

Cînd $\omega_0 > 0$, în intervalul $0 - t_m$, $\omega > 0$ și α crește, iar pentru $t > t_m$ $\omega < 0$ și α scade. La $t = t_m$, α prezintă un maxim (fig. 13 c).

Traiectoriile de fază au aspectul din figura 14.

Regimul static de echilibru este caracterizat printr-un ciclu limită.

Pentru a determina acest ciclu este necesar să se stabilească mai întîi locul lui Hammel, care reprezintă locul geometric al punctelor simetrice din planul fazelor.

Pentru sistemul studiat ecuația locului Hammel este dată de [2]:

$$\alpha = T_0\left(A\,\varepsilon \arg\,\mathrm{th}\frac{\omega}{\varepsilon A} - \omega\right).$$

Știind că arg th x = — arg th(— x) ecuația devine :

$$\alpha = T_0(A\,\text{arg th}\frac{\omega}{A} - \omega) = AT_0\left(\text{arg th}\frac{\omega}{A} - \frac{\omega}{A}\right).$$

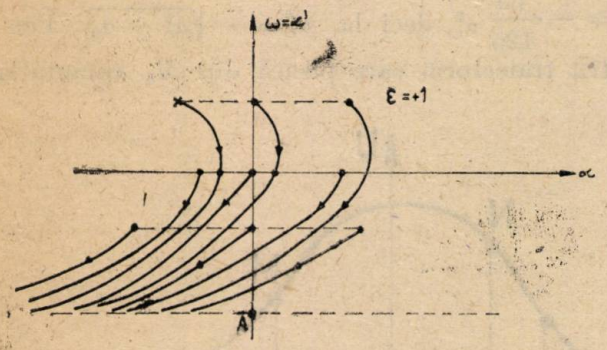


Fig. 14. Traiectoriile de fază pentru $\varepsilon = +1$.

Aspectul curbei lui Hammel (5) este dat în figura 15.

Extremitățile ciclului-limită se află la intersecția locului lui Hammel cu curbele de comutație. Pentru sistemul studiat comutația are loc la $\alpha = \alpha_c = 2{,}5°$, și $\alpha = \alpha_c = -2{,}5°$.

Cu notația $x = \omega/A$ și cu valorile numerice date ecuația locului Hammel pentru $\alpha = +2{,}5°$ devine :

$$\text{arg th}\,x - x = 3{,}47222.$$

Soluția ecuației este $\omega_c = 59{,}98$ o/s.

Evident că, pentru $\alpha = -2{,}5°$ se obține soluția $\omega = -\omega_c = -59{,}98°/s$.

Ca urmare viteza de rotație la comutație este practic egală cu viteza de rotație în regim nominal $\omega_f = 60°/s$.

Ciclul-limită este format din două traiectorii de fază care trec prin punctele M și N, extremitățile ciclului (fig. 15).

Amplitudinea oscilațiilor se determină calculînd mai întîi momentul t_m pentru care α este maxim, din ecuația (7) pentru $\omega = 0$.

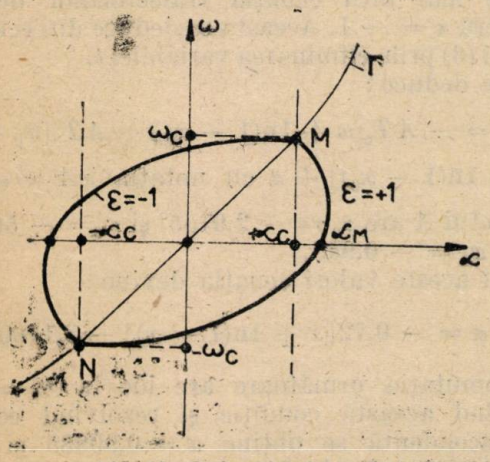


Fig. 15. Curba ciclului — limită.

Știind că $\omega_0 = \omega_c = \omega_f = A$, se deduce $t_m \approx T_0 \ln 2 = 8{,}317$ ms.

Introducînd t_m în ecuația (8) se deduce $\alpha_M \simeq 2{,}72°$.

Semiperioada ciclului se deduce din ecuația (7) punînd condiția $\omega = -\omega_c$. Se obține $t_d = 107{,}28$ ms și perioada $T_d = 2t_d = 214{,}56$ ms.

Cunoașterea ciclului-limită permite să se traseze mai exact curbele $\omega(t)$ și $\alpha(t)$ pentru un ciclu complet. Pentru prima jumătate de ciclu ω și α se calculează cu ecuațiile (7) și (8), în care se ia $\omega_0 = \omega_c = 59{,}98°/s$ și $\alpha_0 = \alpha_c = +2{,}5°$. Pentru al doilea semiciclu se utilizează ecuațiile (5) și (6), în care se ia $\omega_0 = -\omega_c = -59{,}98°/s$ și $\alpha_0 = \alpha_c = -2{,}5°$. Curbele au fost trasate în figura 16.

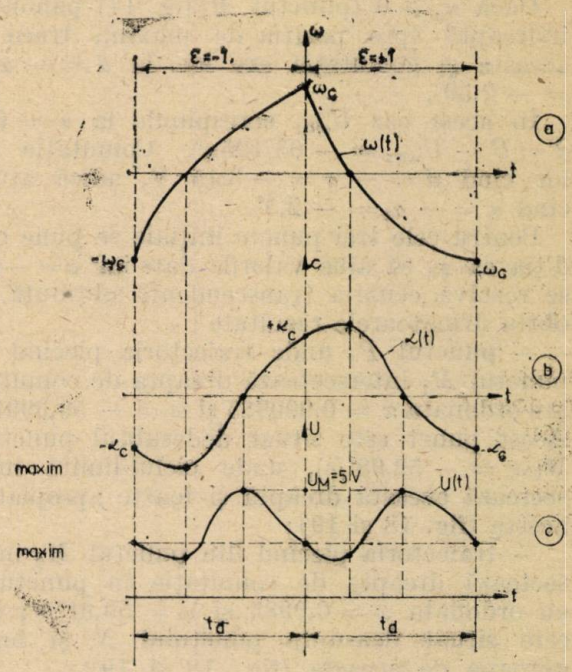


Fig. 16. Caracteristicile $\omega = f(t)$ și $\alpha = f(t)$ pentru un ciclu în regim static.

Regimul dinamic și stabilitatea sistemului se analizează de asemenea cu ajutorul traiectoriilor de fază.

Știind că un ciclu-limită este posibil, atunci cînd sistemul pornește dintr-un punct inițial ω_0, α_0 din planul fazelor, sînt posibile două situații :

a — evoluția sistemului tinde către ciclul-limită fie că punctul inițial este interior ciclului-limită, fie că este în exteriorul acestuia. Acesta este *regimul stabil* de funcționare.

b — traiectoria tinde către origine sau către alt punct de echilibru cînd se pornește din interiorul ciclului limită și traiectoria se îndreaptă spre infinit cînd punctul de plecare este în afara ciclului-limită. În acest caz sistemul *este instabil*.

Se vor analiza cîteva cazuri de evoluție a sistemului cînd acesta pleacă din repaos ($\omega_0 = 0$),

pentru diferite poziţii iniţiale α_0 şi pentru o caracteristică $U = (\alpha)$ dată.

Se consideră iniţial ca puncte de plecare punctele M_1, M_2 şi M_3 cu $\omega_0 = 0$ $\varepsilon = +1$ şi $\alpha_0 \geqslant 0$. $M_1(\alpha_0 = 5°)$, $M_2(\alpha_0 = 1{,}5°)$ şi $M_3(\alpha_0 = 0°)$.

Se stabileşte mai întîi ecuaţia traiectoriei de fază care se deduce prin eliminarea timpului din ecuaţiile (7) şi (8), în care se ia $\omega_0 = 0$. Se deduce ecuaţia:

$$\alpha = AT_0[x + \ln(1 - x)] + \alpha_0],$$

în care s-a notat $\omega = -Ax$.

Cu valorile numerice acceptate:

$$\alpha = 0{,}72[x - \ln(1 - x)] + \alpha_0.$$

Dacă $\alpha_0 \geqslant 0$ (punctul M fig. 17) panoul se îndreaptă spre poziţia de maxim, trece de aceasta şi comutaţia are loc la $\alpha = -\alpha_c = -2{,}50°$.

În acest caz U_{max} corespunde la $\alpha = 0$ şi $d = U - U_{max} = -63/125\alpha^2$. Comutaţia are loc cînd $d = -\sigma = -3{,}15$ V, adică atunci cînd $\alpha = -\alpha_c = -2{,}5°$.

Pentru cele trei puncte iniţiale se pune condiţia ca α_0 să aibe valorile date iar $\alpha = -\alpha_c$ şi se rezolvă ecuaţia transcendentă obţinută. Se obţin următoarele rezultate:

— punctul P, unde traiectoria plecînd din punctul M_1 intersectează dreapta de comutaţie are ordonata $x = 0{,}999985$ şi $\omega = -59{,}9991°/s$. Acest punct este situat dedesubtul punctului $N(\omega_c = -59{,}98°/s)$, unde ciclul-limită intersectează această dreaptă şi foarte apropiat de acesta (fig. 18 şi 19);

— traiectoria plecînd din punctul M_2 intersectează dreapta de comutaţie în punctul Q cu ordonata $x = 0{,}9985$ şi $\omega = 59{,}91°/s$; care este situat deasupra punctului N şi foarte aproape de aceasta (fig. 18 şi 19);

— traiectoria plecînd din M_3 intersectează dreapta de comutaţie în punctul R cu ordonata $x = 0{,}989$ şi $\omega = -59{,}34°/s$ situat de asemenea deasupra punctului N şi foarte aproape de acesta (fig. 18 şi 19).

Ca urmare, pentru toate cele trei cazuri studiate traiectoria de fază se îndreaptă spre ciclul-limită ceea ce arată că sistemul este *stabil*. Traiectoria de fază atinge practic ciclul-limită la prima comutaţie şi regimul dinamic ia sfîrşit.

Se consideră acum ca puncte iniţiale punctele M_4 şi M_5 avînd $\alpha_0 = 1{,}5°$ şi $\alpha_0 = 3{,}5°$.

Traiectoriile de fază care pornesc din aceste puncte au aceeaşi ecuaţie. Comutaţia are loc acum la altă valoare a unghiului α. În adevăr din figura 17, se vede că panoul se depărtează de poziţia de maxim care are loc la $\alpha = \alpha_0$.

Deci avem:

$$U_{max} = -\frac{63}{125}\alpha^2 + 5 \text{ şi } U = -\frac{63}{125}\alpha^2 - 5,$$

de unde:

$$d = U - U_{max} = -\frac{63}{125}(\alpha^2 - \alpha_0).$$

Comutaţia va avea loc cînd $d = -\sigma = -\frac{63}{125}\alpha_c^2$, deci la $\alpha_c' = -\sqrt{\alpha_c^2 + \alpha_0}$. Pentru traiectoria care pleacă din M_4 comutaţia

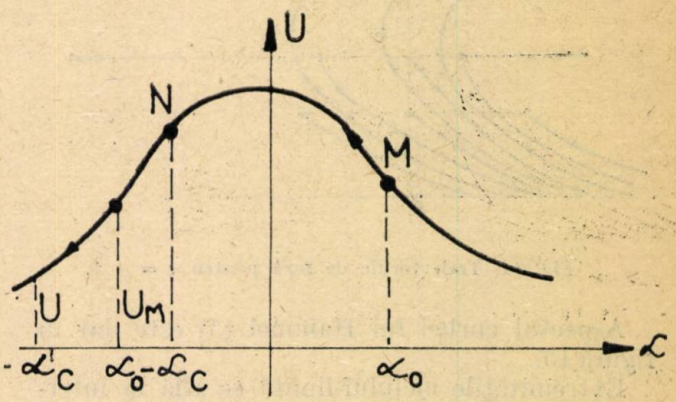


Fig. 17. Evoluţia iniţială a sistemului.

are loc la $\alpha_c = -2{,}9155°$, iar pentru cea care pleacă din M_5 la $\alpha_c' = -4{,}3°$.

Rezolvînd ecuaţia transcendentă care rezultă pentru aceste cazuri se obţin soluţii pentru coordonatele punctelor ce corespund la prima comutaţie.

Punctul A (fig. 18), în care traiectoria de fază pleacă din M_4 intersectează dreapta de comutaţie $\alpha_c = 2{,}9155°$, are $x = 0{,}945$ şi ordonata $\omega = -56{,}7°/s$.

Puntul B, în care traiectoria ce plecă din M_5 intersectează dreapta de comutaţie $\alpha_c = -4{,}3°$ are $x = 0{,}86$ şi ordonata $\omega = -51{,}6°/s$ (fig.18).

Punctele A şi B sînt în afara ciclului-limită şi relativ departe de acesta.

Pentru a studia evoluţia în continuare a sistemului pentru aceste două cazuri se stabileşte mai întîi ecuaţia traiectoriilor de fază pentru $\varepsilon = -1$. Aceasta se deduce din ecuaţiile (5) şi (6) prin eliminarea variabilei t.

Se deduce:

$$\alpha = -AT_0[x + \ln(1 - x)] + AT_0[x_0 + \ln(1 - x_0)] + \alpha \text{ cu notaţia } xA = \omega.$$

Punctul A are $\alpha_0 = -2{,}9155°$ şi $\omega_0 = -56{,}7°/s$, deci $x_0 = -0{,}945$.

Cu aceste valori ecuaţia devine:

$$\alpha = -0{,}72[x + \ln(1 - x)] - 3{,}1169.$$

Comutaţia următoare are loc la $\alpha_c = 2{,}5°$. Punînd această condiţie şi rezolvînd ecuaţia transcendentă se obţine $x = 0{,}99985$ şi $\omega = 59{,}991°/s$. Punctul de intersecţie S este situat

deasupra vîrfului M al ciclului-limită și foarte aproape de acesta (fig. 18 și 20).

Punctul B are $\alpha_0 = -4{,}3°$ și $\omega_0 = 51{,}6°$, deci $x = -0{,}86$.

Cu aceste valori ecuația transcendentă devine :

$$\alpha = -0{,}72[x + \ln(1 - x)] - 4{,}4724.$$

Punînd condiția $\alpha_c = 2{,}5°$ a comutației următoare și rezolvînd ecuația, reiese $x = 99993$ și $\omega = 59{,}96°/s$.

Punctul de intersecție T este situat de asemenea deasupra punctului M și foarte aproape de acesta (fig. 18 și 20).

Din cele arătate rezultă că și în ultimele două cazuri traiectoriile de fază se apropie de

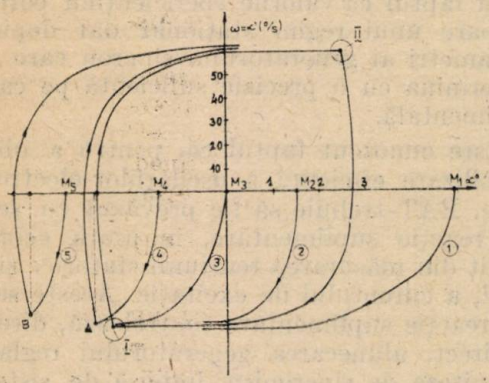


Fig. 18. Traiectoriile de fază pentru regimul tranzitoriu inițial al sistemului.

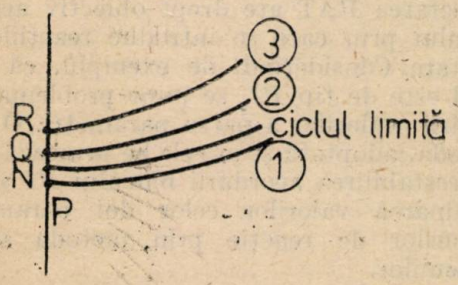


Fig. 19. Detaliul zonei I din figura 18.

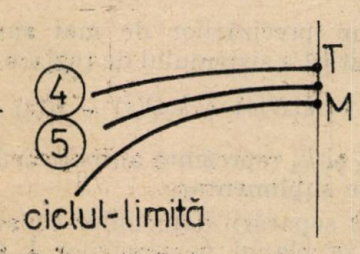


Fig. 20. Detaliul zonei II din figura 18.

ciclul-limită ceea ce arată că sistemul este *stabil*. Diferența față de primele trei cazuri analizate este că ciclul-limită este atins la a doua comutație.

Cu rezultatele precedente și folosind ecuațiile (5), (6), (7) (8) se poate simplu trasa variația în timp a mărimilor α și ω în regimul tranzitoriu inițial pentru cele 5 cazuri studiate.

B. Calculul tensiunii $U = f(t)$

Determinarea analitică a dependentei $U = f(\alpha)$ în regim static prezintă mari dificultăți astfel că pentru simplitate se poate accepta ecuația stabilită experimental și menționată anterior.

$$U = -\frac{63}{125}\alpha^2 + 5. \qquad (9)$$

În acest caz se înlocuiește α dat de ecuația (8) pentru, prima jumătate de ciclu, și cel dat de ecuația (6) pentru a doua jumătate, în ecuația precedentă și se determină funcția $U = f(t)$. În ecuațiile (6) și (8) se iau drept coordonate inițiale coordonatele celor două vîrfuri ale ciclului.

Forma curbei $U = f(t)$ s-a trasat în figura 16.

Un calcul exact al funcției $U = f(t)$ în regim dinamic este de asemenea dificil de realizat.

Pentru sistemul nostru timpul de răspuns al celulelor fotovoltaice care este de ordinul a cîtorva microsecunde, se poate neglija știind că constanta de timp a motorului este foarte mare. Deci, se poate considera că variațiile iluminării B a celulelor se transmit instantaneu asupra tensiunii de ieșire U.

De asemenea se poate considera că variația unghiului α se transmite fără inerție asupra iluminării B.

Ca urmare, se poate accepta, fără erori mari, că în regim dinamic legătura $U = f(\alpha)$ este dată de ecuația admisă pentru regimul static (9).

În consecință, variația $U = f(t)$ în regimul dinamic inițial se poate trasa folosind ecuația (9), în care se înlocuiește α cu expresiile (8) și (6) pentru cele 5 cazuri studiate. În ecuațiile (8) și (6) se vor introduce valorile inițiale stabilite în paragraful precedent.

Bibliografie

[1] *Călin, S. și Belea, C.* Sisteme adaptive și optimale. Editura tehnică București.

[2] *Decaulne, P., Gille, J, Pelegrin, M.* Introduction aux systémes asservis extremaux et adaptifs, Ed. Dunod Paris, 1976.

CZ 621.3.072 : 621.396

MAŞINĂ SINCRONĂ
ACORDARE RAT

Acordarea blocurilor de stabilizare ale regulatorului de tensiune al generatorului sincron

ION DUMITRACHE, SILVIU DUMITRIU, CĂLIN MUCICHESCU, DOINA EMANOIL, NICOLAE GALAN, MARIN MIHALACHE, AURELIAN CRĂCIUNESCU, ION BEŞTEA* — BUCUREŞTI

Introducere

Numeroase cercetări teoretice, precum şi practica exploatării au demonstrat efectul favorabil pe care îl are regulatorul de tensiune (RAT), cu o structură şi acordare adecvate, asupra stabilităţii generatorului sincron funcţionînd în cadrul unui sistem electroenergetic interconectat. Există posibilitatea extinderii domeniului de stabilitate în regim de absorbţie a puterii reactive şi obţinerii unor regimuri tranzitorii de calitate, caracterizate printr-o amortizare rapidă a oscilaţiilor electromagnetice provocate de perturbaţiile cvasipermanente la care sînt supuse generatoarele sincrone din centralele electrice.

Proiectarea RAT, în sensul mai sus-menţionat, presupune în principal : *a* — adoptarea unui model matematic corespunzător pentru descrierea regimului dinamic al generatorului sincron şi *b* — adoptarea unei metode de calcul a valorilor de acordare a RAT, în conformitate cu un criteriu de performanţă ales.

În ceea ce priveşte aspectul (*a*) trebuie menţionat că generatorul sincron este un obiect reglat esenţialmente neliniar, fapt care complică în mod considerabil rezolvarea problemei proiectării RAT. Trebuie observat însă, că cele mai frecvente perturbaţii determină oscilaţii electromecanice suficient de mici, astfel încît este acceptabilă descrierea regimului dinamic prin ecuaţii diferenţiale cu coeficienţi constanţi. Bineînţeles că valorile coeficienţilor care intervin în aceste ecuaţii depind de regimul staţionar în raport cu care se face liniarizarea. Avînd în vedere că, în funcţie de necesităţile sistemului, generatorul trebuie să fie încărcat cu diverse cupluri de valori ale sarcinii active şi reactive, cu alte cuvinte, să funcţioneze în diverse regimuri staţionare, se impune considerarea unei mulţimi corespunzătoare a valorilor coeficienţilor modelului matematic liniar. Această circumstanţă are implicaţii directe asupra aspectului (*b*) sus-menţionat, metoda de sinteză utilizată trebuind să fie aplicabilă pentru un număr mare de regimuri staţionare iniţiale, în condiţiile unui efort de calcul acceptabil.

În lucrarea de faţă s-a considerat un model matematic liniar, prezentat în [1], [3], valabil pentru cazul unui generator sincron, cuplat printr-o reactanţă exterioară la barele unui sistem de putere infinită, în regim de mici oscilaţii în jurul unui punct de funcţionare iniţial. Avantajul prezentat de acest model faţă de alte variante de modele liniare constă în numărul redus de ecuaţii şi coeficienţi, precum şi în faptul că valorile coeficienţilor corespunzătoare unui regim staţionar dat depind de parametri ai generatorului sincron care se pot determina cu o precizie suficientă pe cale experimentală.

Este cunoscut faptul că, pentru a obţine o stabilizare eficientă a oscilaţiilor electromecanice, RAT-trebuie să fie prevăzut cu semnale de reacţie suplimentare, în afara celui provenit din măsurarea tensiunii statorice şi eventual, a curentului de excitaţie. Aceste semnale de reacţie suplimentare controlează, direct sau indirect, alunecarea generatorului reglat faţă de viteza de sincronism impusă de sistem. În mod uzual, blocul de reacţie suplimentar conţine două canale (de exemplu, se controlează alunecarea şi derivata acesteia). În consecinţă, proiectarea RAT are drept obiectiv acordarea blocului prin care se introduc reacţiile suplimentare. Considerînd, de exemplu, că regulatorul este de tip *PI*, se pune problema determinării valorilor a patru parametri. O soluţie comodă, adoptată şi în cele ce urmează, constă în prestabilirea acordării blocului *PI* şi în determinarea valorilor celor doi parametri ai blocurilor de reacţie prin metoda separării domeniilor.

1. Metoda separării domeniilor

Conform precizărilor de mai sus, ecuaţia caracteristică a sistemului de reglare are forma :

$$D(s) = k_1 N(s) + k_2 Q(s) + R(s) = 0, \qquad (1)$$

în care k_1 şi k_2 reprezintă amplificările canalelor de reacţie suplimentare.

Metoda separării domeniilor constă în determinarea în planul parametrilor k_1,k_2 a curbei corespunzătoare unei drepte verticale din planul complex al rădăcinilor ecuaţiei caracteristice.

Ecuaţia dreptei verticale din planul rădăcinilor este :

$$s = \alpha + kj\omega, \qquad (2$$

* Autorii sînt cadre didactice la Institutul Politehnic — Bucureşti.

în care $\omega\in(-\infty, +\infty)$ iar α este o constantă. Prezintă interes valorile $\alpha \leqslant 0$. Dacă $\alpha = 0$, se obține în planul k_1,k_2 transformarea conformă a axei imaginare, respectiv separarea în domenii de stabilitate și respectiv, de instabilitate. Dacă $\alpha < 0$, se obține în planul parametrilor domeniul în care amortizarea este superioară valorii impuse.

Introducînd (2) în (1) și făcînd notațiile:

$$N((\alpha + j\omega) = N_1(\alpha, \omega) + jN_2(\alpha, \omega),$$
$$Q(\alpha + j\omega) = Q_1(\alpha, \omega) + jQ_2(\alpha, \omega),$$
$$R(\alpha + j\omega) = R_1(\alpha, \omega) + jR_2(\alpha, \omega),$$

se obține sistemul:

$$k_1N_1(\alpha, \omega) + k_2Q_1(\alpha, \omega) + R_1(\alpha, \omega) = 0,$$
$$k_1N_2(\alpha, \omega) + k_2Q_1(\alpha, \omega) + R_2(\alpha, \omega) = 0. \quad (3)$$

Rezolvat în raport cu k_1 și k_2, acest sistem conduce la soluții de forma:

$$k_1 = f_1(\alpha, \omega),$$
$$k_2 = f_2(\alpha, \omega). \quad (4)$$

Pentru α fixat și $\omega\in(-\infty, \infty)$, ecuațiile (4) definesc frontiera domeniului căutat (deoarece f_1 și f_2 sînt funcții pare de ω, este suficient să se considere numai valori pozitive pentru pulsație).

Odată construită frontiera domeniului, se pune problema alegerii valorilor optime ale parametrilor k_1 și k_2. Criteriul de optimizare urmărește obținerea unei amortizări relative impuse:

$$\rho = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2}} = \rho_{imp}. \quad (5)$$

Pentru α și ρ_{imp} date, din (5) rezultă o valoare ω, care introdusă în (4) conduce la obținerea setului k_1, k_2 căutat.

2. Schema-bloc a sistemului și ecuația caracteristică

Considerînd modelul matematic liniar simplificat al generatorului sincron și un RAT cu reacții suplimentare provenind din controlul frecvenței și al derivatei acesteia, se obține schema-bloc prezentată în figura 1.

Pe baza acestei scheme-bloc se poate determina funcția de transfer în circuit închis:

$$H_0(s) = \frac{\Delta\delta(s)}{\Delta p_m(s)},$$

considerînd drept mărime de intrare variația puterii mecanice și drept mărime de ieșire variația unghiului δ, format de axa cîmpului rotoric cu axa sistemului de referință legat de tensiunea sistemului de putere infinită.

Introducînd notațiile:

$$H_1(s) = \frac{\omega_0}{s}\,\frac{1}{M_s + D},$$

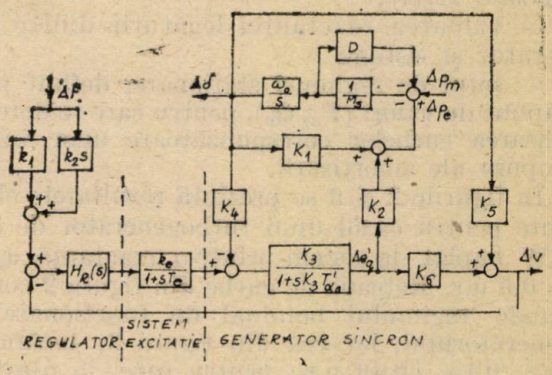


Fig. Schema-bloc a sistemului de reglare considerat.

$$H_2(s) = \frac{H_1(s)}{1 + K_1H_1(s)} = \frac{\omega_0}{Ms^2 + Ds + K_1\omega_0},$$

$$H_3(s) = \frac{K_3}{1 + sK_3T'_{d0}},$$

$$H_4(s) = H_R(s)\,\frac{k_e}{1 + sT_e}$$

$$H_5(s) = \frac{s}{\omega_0}(k_1 + k_2s),$$

se obține ecuația caracteristică a sistemului:

$$1 + H_3(s)\{K_6H_4(s) + K_2H_2(s)[H_4(s)H_5(s) - K_5) - K_4]\} = 0. \quad (6)$$

Pentru un punct de funcționare dat al generatorului sincron și un bloc $H_R(s)$ fixat, din (6) se obține o ecuație ai cărei coeficienți depind liniar de parametrii k_1, k_3 ai blocurilor suplimentare de reacție. Dacă se consideră $H_R(s) = K_R$, rezultă o ecuație caracteristică de gradul patru, iar dacă blocul $H_R(s)$ este de tip PI, se ajunge la o ecuație de gradul cinci.

3. Acordarea RAT prin proiectare asistată de calculator

Datorită complexității problemei, utilizarea eficientă a metodei de optimizare parametrică pe baza separării domeniilor este condiționată de apelarea la facilitățile oferite de tehnica de calcul.

În acest sens a fost elaborat un program de calcul care permite trasarea în planul parame-

trilor k_1, k_2 a curbelor de amortizare constantă, precum și determinarea valorilor optime de acordare în conformitate cu relația (5).

Datele de intrare necesare sînt următoarele :

— parametrii constructivi ai generatorului sincron, care intervin în model liniar simplificat ;

— parametrii sistemului de excitație și ai blocului $H_R(s)$;

— valoarea reactanței legăturii dintre generator și sistem;

— setul de regimuri staționare, definit prin cupluri de valori (P_0, Q_0), pentru care se dorește trasarea curbelor corespunzătoare unor valori impuse ale amortizării.

În figurile 2 și 3 se prezintă rezultatele obținute pentru cazul unui turbogenerator de 330 MW cuplat la sistem printr-o reactanță $x_e = 0{,}5$ u.r. Rețeaua de curbe din figura 2 corespunde regimului nominal de funcționare al generatorului, iar cea din figura 3, încărcării $S_0 = 0{,}1 - j\,0{,}49$ u.r., pentru care, în absența reacțiilor suplimentare, ar rezulta un regim instabil. Limita de stabilitate în planul parametrilor k_1, k_2 ai blocurilor de reacție suplimentare este reprezentată de curba corespunzătoare amortizării nule ($\alpha = 0$). Orice cuplu de valori k_1, k_2 care definește un punct situat la dreapta acestei curbe asigură o funcționare stabilă a generatorului. Se observă că, pe măsură ce valoarea amortizării impuse crește, domeniul valorilor de acordare posibile se îngustează. De menționat că fiecare punct al curbelor avînd $\alpha = \text{const}$ corespunde unei anumite valori a pulsației ω. Acordarea optimă se determină din condiția obținerii unei amortizări relative impuse. De exemplu, pentru o amortizare relativă impusă $\rho_{imp} = 0{,}707$, conform cu (5) rezultă că trebuie considerată valoarea $\omega = |\alpha|$, pentru fiecare curbă avînd parametrul $\alpha < 0$. Programul oferă deci o mulțime de soluții de acordare, care conduc la o aceeași amortizare relativă pentru un regim staționar dat. Alegerea unei anumite soluții din această mulțime revine proiectantului, care trebuie să facă un compromis între valorile de amplificare k_1, k_2 și valoarea dorită a amortizării α. Acest compromis este necesar deoarece, după cum se observă din figurile 2 și 3, odată cu creșterea în valoare absolută a mărimii α, sînt necesare valori tot mai mari de amplificare.

În tabelul de mai jos sînt prezentate valorile de acordare corespunzătoare unei amortizări relative egală cu 0,707, pentru cîteva regimuri de încărcare.

$S_0 = P_0 + jQ_0$	$0{,}85 + 0{,}525$	$0{,}85 + j\,0$	$0{,}5 - j\,0{,}37$	$0{,}1 - j\,0{,}49$
k_1	14,3	18,9	42,1	114,5
k_2	3,7	4,7	8,9	15

Se observă că, în special pentru parametrul k_1, plaja valorilor de acordare este considerabilă. Pornind de la considerentul că implementarea unui regulator adaptiv realizat în tehnică analogică este oneroasă, se apreciază că nu se justifică impunerea condiției de invarianță a performanțelor odată cu modificarea sarcinii generatorului. Limitînd rolul reacțiilor suplimentare numai la asigurarea extinderii domeniului de stabilitate în regim capacitiv, metoda de proiectare propusă se aplică conform următorului algoritm :

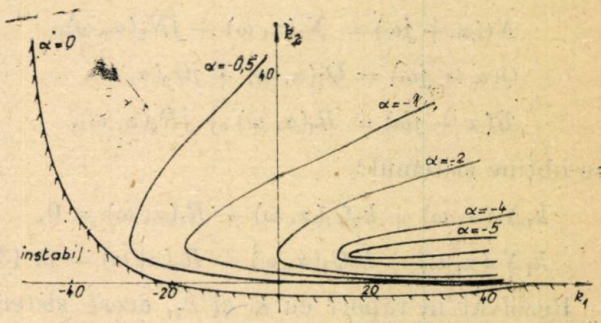


Fig. 2. Locurile geometrice de amortizare constantă pentru sarcina nominală $S_0 = 0{,}85 + j\,0{,}525$.

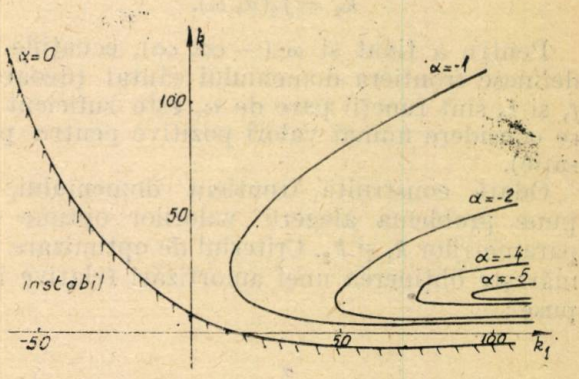


Fig. 3. Locurile geometrice de amortizare constantă pentru $S_0 = 0{,}1 - j\,0{,}49$.

a — se determină valorile de acordare optime în sensul menționat, corespunzătoare unui set de încărcări dorite în regim capacitiv ;

b — se reține valorile de acordare acoperitoare, care asigură stabilitatea în toate regimurile capacitive considerate ;

c — se verifică prin simulare numerică calitatea regimului tranzitoriu obținut prin folosirea acordării determinate la punctul *b*, considerînd o mulțime convenabilă de puncte de funcționare în planul diagramei $P-Q$ a generatorului, atît în regim capacitiv cît și în regim inductiv.

Desigur că etapele (*a*) și (*b*) sînt corelate : dacă rezultă valori de acordare inacceptabile din punct de vedere tehnic, este necesară reluarea procedurii, considerînd valori mai reduse ale sarcinii capacitive limită.

4. Rezultate obținute prin simulare numerică

În scopul verificării valorilor de acordare obținute prin metoda prezentată, sistemul de reglare a tensiunii a fost simulat numeric, utilizînd facilități oferite de pachetul de programe PROSIM. Acest pachet de programe, implementabil pe minicalculatoarele din seria I—100, CORAL 4011, permite rezolvarea unor probleme de simulare și proiectare a sistemelor de reglare automată liniare, neliniare, continue sau discrete.

Modelul de simulare al sistemului considerat are 5 variabile de tip integrator, 23 de variabile de tip calcul și 23 de parametri. Avînd în vedere valorile celor mai mici constante de timp care intervin în dinamica procesului, s-a utilizat un pas de integrare de 1 ms și un pas de tipărire a mărimilor de stare de 25 ms.

Simulările au urmărit determinarea regimului tranzitoriu provocat de o variație de 0,05 u.r. a cuplului mecanic al turbinei, fără și cu semnale de reacție adiționale, în condițiile cuplării generatorului la sistem printr-o reactanță externă $x_e = 0{,}5$ u.r.

Pentru toate simulările sistemului cu semnale adiționale, parametrii de acordare ai blocului de stabilizare au fost menținuți ficși, și anume, la valorile corespunzătoare celui mai dificil regim capacitiv considerat, $S_0 = 0{,}1 - j0{,}49$ u.r. De menționat că, în absența reacțiilor adiționale, în acest regim capacitiv generatorul este instabil.

Figura 4 ilustrează regimurile tranzitorii obținute cu un RAT fără reacții adiționale.

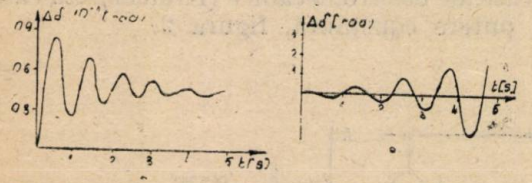


Fig. 4. Răspunsuri în cazul RAT fără reacții adiționale: a — sarcina nominală $S_0 = 0{,}85 + j\ 0{,}525$; b — sarcina $S_0 = 0{,}85 - j\ 0{,}1$.

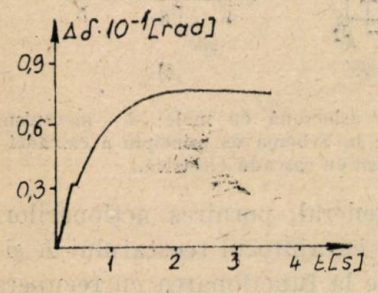


Fig. 5. Răspunsul în cazul RAT cu reacții adiționale, generatorul fiind încărcat cu sarcina nominală.

Răspunsul din figura 4 a corespunde regimului staționar nominal al generatorului. Se remarcă faptul că regimul tranzitoriu are o durată importantă și că este caracterizat prin oscilații semnificative ale unghiului δ. Figura 4 b evidențiază ieșirea din sincronism a generatorului la sarcina specificată.

Efectul favorabil al reacțiilor adiționale rezultă din figurile 5 și 6.

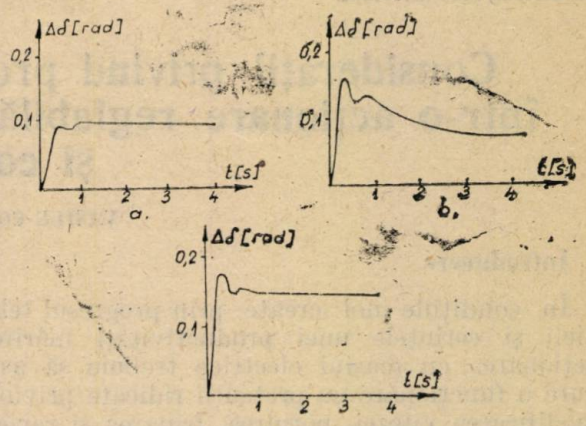


Fig. 6. Răspunsul în cazul RAT cu reacții adiționale: a — sarcina $S_0 = 0{,}1 - j\ 0{,}49$ în raport cu care s-a făcut acordarea; b — sarcina $S_0 = 0{,}85 - j\ 0{,}1$; c — sarcina $S_0 = 0{,}5 - j\ 0{,}37$.

Astfel, pentru regimurile stabile și fără reacții adiționale, se asigură o calitate superioară a regimului tranzitoriu (fig. 5). Pe de altă parte, reacțiile adiționale fac posibilă funcționarea în regimuri capacitive (fig. 6). Mai mult decît atît, și în astfel de regimuri se asigură o amortizare rapidă a oscilațiilor.

În urma analizei rezultatelor obținute pentru un mare număr de puncte de funcționare se poate aprecia că menținerea fixă a acordării la valoarea corespunzătoare regimului capacitiv cel mai dificil, asigură performanțe dinamice satisfăcătoare și în cazul celorlalte regimuri de încărcare.

5. Concluzii

Metoda de optimizare propusă, bazată pe separarea domeniilor și asociată cu programele de calcul elaborate, constituie un instrument util pentru rezolvarea acordării RAT prevăzut cu semnale de reacție adiționale.

Utilizarea semnalelor de reacție adiționale și acordarea corectă a parametrilor corespunzători ai blocului de stabilizare a alunecării, care, conform teoriei reglării automate, constituie un compensator stabilizator de ordin redus cu reacție după stare, permit creșterea gradului de stabilitate statică a generatoarelor sincrone cuplate la sistem, precum și extinderea semnificativă a domeniului de stabilitate în zona regimurilor de încărcare capacitive.

Bibliografie

[1] *de Mello, F. P., Concordia, C.* Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. În: IEEE Trans on PAS, vol. 88, aprilie 1969.

[2] *Wirth, E., Bertschi, R., Castelli, G.* Determining and optimising the static stability of synchronous generator in electrical power systems. Brown-Boveri Revue, Nr. 1/2, 1983.

[3] *Galan, N. ş. a.* Modelul matematic simplificat al maşinii sincrone trifazate. Electrotehnica, 1989.

[4] *Peneder, F., Bertschi, R.* Optimising the setting of slip stabilization equipment by digital computers and specia computing procedures. Brown-Boveri Revue, Nr. 9, 1978

CZ 231.189.125 : 3.159.202

ACŢIONARE REGLABILĂ
PROCESE TRANZITORII

Consideraţii privind procesele tranzitorii la pornire într-o acţionare reglabilă cu maşini asincrone cu inele şi convertoare

VASILE COITA*—TIMIŞOARA

Introducere

În condiţiile noi create prin progresul tehnicii şi cerinţele unei productivităţi mărite, acţionarea cu maşini electrice trebuie să asigure o funcţionare cu pretenţii ridicate privind modificarea vitezei, pornirea, frînarea şi reversarea. Aceste cerinţe au determinat dezvoltarea unor acţionări complexe cu maşini electrice şi convertoare. În numeroase aplicaţii industriale acţionările cu maşini asincrone cu inele şi convertoare, cunoscute şi sub denumirea de cascade, reprezintă o alternativă economică la acţionările cu maşini de curent continuu. Dezvoltarea electronicii de putere a condus la faptul că puterea maximă a cascadei cu maşini asincrone cu inele şi convertoare este limitată numai prin puterea limită a maşinilor asincrone cu inele (cca. 50 MW). Principalele exemple de aplicaţii sînt acţionările pentru pompe mari, ventilatoare, maşini de extracţie minieră etc.

Studierea proceselor tranzitorii la aceste sisteme de acţionare prezintă o importanţă practică deosebită, datorită variaţiei momentane accentuate a mărimilor de pornire. Un model de simulare pe calculator a acestor tipuri de acţionări este un mijloc adecvat pentru optimizarea motorului de acţionare, pentru conceperea şi optimizarea regulatorului, a convertoarelor precum şi a părţilor mecanice cum sînt cuplele, arborii etc.

1. Tipuri de acţionări cu maşini asincrone cu inele şi convertoare

După modul de recuperare a energiei de alunecare se deosebesc :

— acţionări la care recuperarea energiei se face pe cale electromagnetică, denumite şi cascade electrice (Scherbius) sau cascade de cuplu constant, figura 1 ;

— acţionări la care recuperarea energiei de alunecare se face pe cale mecanică, denumite şi cascade electromecanice (Kramer) sau cascade de putere constantă, figura 2.

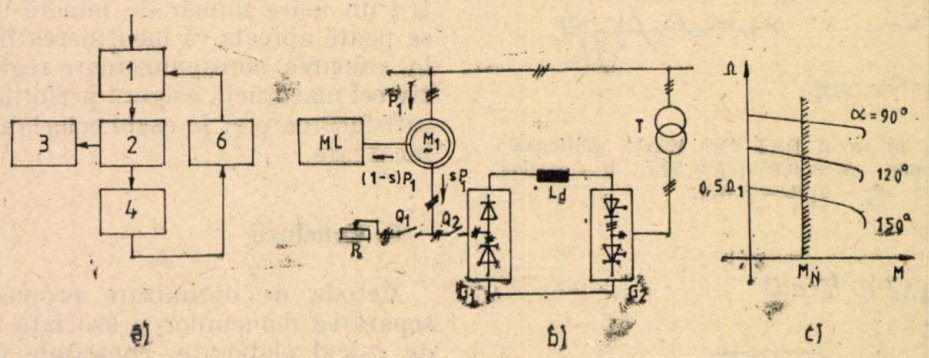


Fig. 1. a. Schema-bloc a cascadei electrice: *1* — reţea; *2* — maşină asincronă cu inele; *3* — mecanism de lucru; *4* — redresor trifazat în punte; *6* — invertor cu comutaţie de la reţea; b. Schema de principiu a cascadei electrice; c. Caracteristicile mecanice $\Omega = f(M)$ ale acţionării cu cascadă electrică.

În general, pornirea acţionărilor în cascadă se face cu ajutorul reostatului R şi după aceea se trece la funcţionarea cu recuperare de energie prin deschiderea contactorului Q_1 şi închiderea lui Q_2. Modificarea vitezei motorului M_1 în domeniul subsincron la primul tip de cascadă se face prin varierea unghiului de comandă al

* Asist. ing. Coita, V. — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

tiristoarelor din invertorul cu comutație de la rețea G_2, figura 2 b. Valoarea medie a tensiunii rotorice redresate de redresorul G_1, la o alunecare s este :

$$U_{dR} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} sU_{e2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} Ue_2 \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}, \quad (1)$$

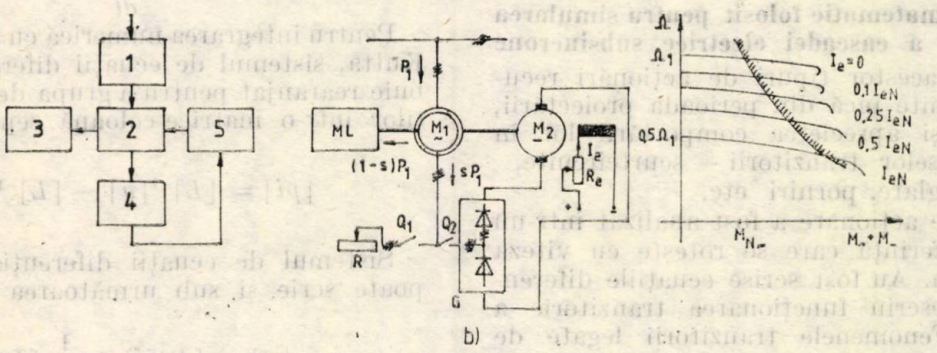


Fig. 2. a. Schema-bloc a cascadei electromecanice: 1 — rețea; 2 — mașină asincronă cu inele; 3 — mecanism de lucru; 4 — redresor trifazat în punte; 5 — mașină auxiliară; b. Schema de principiu a cascadei electromecanice; c. Caracteristicile mecanice $\Omega = f(M)$ ale acționării cu cascadăelectromecanică.

unde Ω_1 este viteza unghiulară de sincronism, iar U_{e2} — valoarea efectivă a tensiunii rotorice pe fază la $s = 1$.

Valoarea medie a tensiunii invertorului G_2 pe partea de curent continuu la funcționarea în gol este :

$$U_{dI} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2T} |\cos \alpha|, \quad (2)$$

unde U_{2T} este valoarea efectivă a tensiunii pe fază în secundarul transformatorului T, iar α este unghiul de comandă al tiristoarelor invertorului G_2. Din relațiile (1) și (2) rezultă :

$$\Omega = \Omega_1 \left(1 - \frac{U_{2T}}{U_{e2}} |\cos \alpha|\right), \quad (3)$$

în care unghiul de comandă α este cuprins în intervalul (90°, 150°). În ipoteza că se neglijează pierderile de putere din motorul M_1, convertoarele G_1, G_2 și din transformatorul de adaptare T, expresia cuplului dezvoltat de motorul M_1 este :

$$M = \frac{P_1(1-s)}{\Omega} = \frac{P_1(1-s)}{\Omega_1(1-s)} = \frac{P_1}{\Omega_1} = \text{constant}, \quad (4)$$

motiv pentru care aceste cascade sînt denumite și cascade de cuplu constant. În figura 3 este prezentată o schemă modificată a unei astfel de cascade, folosită în serviciile auxiliare ale centralelor termoelectrice. Specific în această acționare reglabilă este faptul că se folosește un al treilea convertor G_3, pentru pornirea acționării, iar reostatele de pornire sînt în circuitul intermediar de curent continuu. Înainte de pornire Q_1 și Q_2 sînt deschise. Pentru pornire se blochează comanda invertorului G_2 și se

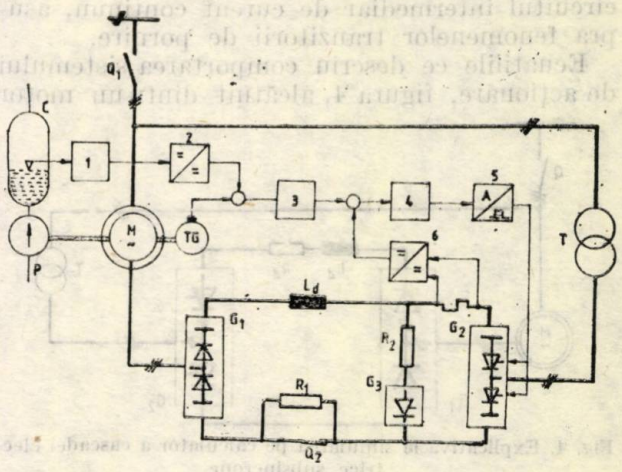


Fig. 3. Acționare reglabilă cu cascadă electrică — variantă modificată; G_1 — redresor trifazat în punte cu diode; G_2 — invertor cu comutație de la rețea; G_2 — convertor folosit la pornire; C — cazan; L — inductivitate de filtrare; P — pompa pentru alimentarea cazanului; R_1, R_2 — rezistențe de pornire; Q_1 — contactor de c.a.; Q_2 — contactor de c.c.; T — transformator de adaptare; TG — tahogenerator; 1 — bloc de prescriere; 2, 6 — convertoare c.c. — c.c.; 3 — bloc de reglare a turației; 4 — bloc de reglare curent; 5 — bloc de comandă a tiristoarelor.

comandă convertorul G_3. Se închide apoi Q_1. Tensiunea din rotor este redresată cu G_1. Odată cu creșterea turației scade tensiunea din rotor, deci și curentul din circuitul intermediar de curent continuu. La scăderea curentului sub o anumită valoare fixată, Q_2 se închide scurtcircuitînd rezistențele R_1. În această situație numai R_2 limitează curentul. După o nouă scădere a curentului, prin intermediul blocului 5 se comandă deblocarea invertorului G_2. Curentul

comută de pe G_3 pe invertorul G_2, încheindu-se pornirea.

La cascadele electromecanice, puterea de alunecare se redă la arborele mașinii M_1, figura 2 b, prin intermediul mașinii auxiliare M_2, care, în cazul utilizării redresorului G, este o mașină de curent continuu alimentată prin intermediul redresorului G.

2. Modelul matematic folosit pentru simularea pe calculator a cascadei electrice subsincrone

Simularea acestor tipuri de acționări recuperative permite încă din perioada proiectării, cunoașterea și aprecierea comportării lor în timpul proceselor tranzitorii — scurtcircuite, procese de reglare, porniri etc.

Sistemul de acționare a fost analizat într-un sistem de referință care se rotește cu viteza de sincronism. Au fost scrise ecuațiile diferențiale care descriu funcționarea tranzitorie a sistemului. Fenomenele tranzitorii legate de cuplu și viteză s-au obținut prin integrarea numerică a sistemului de ecuații diferențiale folosind metoda Runge-Kutta. Au fost studiate, de asemenea, efectele inerției sistemului și a constantei de timp a bobinei de filtrare din circuitul intermediar de curent continuu, asupra fenomenelor tranzitorii de pornire.

Ecuațiile ce descriu comportarea sistemului de acționare, figura 4, alcătuit dintr-un motor

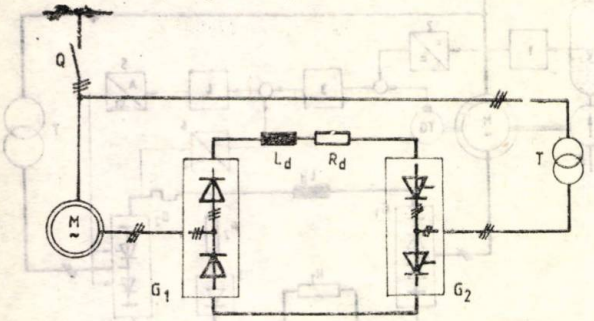


Fig. 4. Explicativă la simularea pe calculator a cascadei electrice subsincrone.

asincron trifazat cu inele M, punte redresoare trifazată G_1, circuit de filtrare R_d, L_d, și invertorul cu comutație de la rețea, G_2, au fost obținute din ecuațiile care descriu funcționarea convertoarelor și din ecuațiile generale ale mașinii asincrone. Rezultă următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ u_{qs} \\ 0 \\ -u_{qs}\cos\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + X_1\frac{p}{\omega_1} & -X_1 & X_m\frac{p}{\omega_1} & -X_m \\ X_1 & R_1 + X_1\frac{p}{\omega_1} & X_m & X_m\frac{p}{\omega_1} \\ X_m\frac{p}{\omega_1} & -sX_m & R_2 + X_2\frac{p}{2\omega_1} & -sX_2 \\ sX_m & X_m\frac{p}{\omega_1} & sX_2 & Z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (5)$$

unde $Z = (R_2 + 0{,}55\,R_d) + (X_2 + 0{,}55X_d)\frac{p}{\omega_1}$, R_d este rezistența bobinei de filtrare din circuitul intermediar de curent continuu, X_d este rectanța bobinei de filtrare, α este unghiul de comandă al tiristoarelor invertorului G_2, iar p este operatorul $\frac{d}{dt}$.

Pentru integrarea numerică cu metoda Runge-Kutta, sistemul de ecuații diferențiale (5) trebuie rearanjat pentru a grupa derivatele curenților într-o matrice-coloană separată:

$$[pi] = [L]^{-1}[u] - [L]^{-1}[R][i]. \quad (6)$$

Sistemul de ecuații diferențiale (5) se mai poate scrie și sub următoarea formă:

$$[u] = [R][i] + \frac{1}{\omega_1}[L][pi], \quad (7)$$

unde s-au făcut următoarele notații:

$$[u] = \begin{bmatrix} 0 \\ u_{qs} \\ 0 \\ -u_{qs}\cos\alpha \end{bmatrix} \quad [i] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad [pi] = \begin{bmatrix} pi_{ds} \\ pi_{qs} \\ pi_{dr} \\ pi_{qr} \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_1 & -X_1 & 0 & X_m \\ X_1 & R_1 & X_m & 0 \\ 0 & -sX_m & R_2 & -sX_2 \\ sX_m & 0 & sX_2 & R_2 + 0{,}55R_d \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} X_1 & 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_1 & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_2 & 0 \\ 0 & X_m & 0 & X_2 + 0{,}55X_d \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Notînd cu $[L]^{-1}$ matricea inversă a matricei $[L]$, prin înmulțire la stînga a relației (7) cu matricea $[L]^{-1}$ se obține:

$$\frac{1}{\omega_1}[pi] = [L]^{-1}[u] - [L]^{-1}[R][i]. \quad (9)$$

Calculul matricei inverse $[L]^{-1}$ este prezentat în anexă. Se obține :

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{X_2}{a} & 0 & -\frac{X_m}{a} & 0 \\ 0 & \frac{X_2 + 0{,}55X_d}{b} & 0 & -\frac{X_m}{b} \\ -\frac{X_m}{a} & 0 & \frac{X_1}{a} & 0 \\ 0 & -\frac{X_m}{b} & 0 & \frac{X_1}{b} \end{bmatrix}, \tag{10}$$

unde : $a = X_1X_2 - X_m^2$ și $b = X_1X_2 + 0{,}55X_dX_1 - X_m^2$.

Sistemul de ecuații diferențiale (9), după efectuarea calculelor, se poate scrie sub forma :

$$\begin{aligned} H_1 &= \omega_1[-A_{11}y_1 - A_{12}y_2 - (X_m^2/a)y_2y_5 - \\ &\quad - A_{13}y_3 - A_{14}y_4 + A_{14}y_4y_5], \\ H_2 &= \omega_1[B_{22}u_{qs} - B_{24}u_{qs}\cos\alpha - A_{21}y_1 + \\ &\quad + (X_m^2/b)y_1y_5 - A_{23}y_3 + (X_mX_2/b)\,y_3y_5 - \\ &\quad - A_{24}y_4], \\ H_3 &= \omega_1[-A_{31}y_1 - A_{32}y_2 + A_{32}y_2y_5 - \\ &\quad - A_{33}y_3 - A_{34}y_4 + (X_1X_2/a)y_4y_5], \\ H_4 &= \omega_1[B_{42}u_{qs} - B_{44}u_{qs}\cos\alpha - A_{41} + y_1 + A_{41}y_1y_5 - \\ &\quad - A_{42}y_2 - A_{43}y_3 - (X_1X_2/b)y_3y_5 - A_{44}y_4], \end{aligned} \tag{11}$$

unde s-au folosit următoarele notații :

$H_1 = di_{ds}/dt = pi_{ds}$; $H_2 = di_{qs}/dt = pi_{qs}$; $H_3 = di_{dr}/dt = pi_{dr}$; $H_4 = di_{qr}/dt = pi_{qr}$; $y_1 = i_{ds}$; $y_2 = i_{qs}$; $y_3 = i_{dr}$; $y_4 = i_{qr}$; $A_{11} = (X_2R_1/a)$; $A_{12} = -(X_1X_2/a)$; $A_{13} = -(X_mR_2/a)$; $A_{14} = -(X_2X_m/a)$; $A_{21} = X_1(X_2 + 0{,}55X_d)/b$; $A_{22} = R_1(X_2 + 0{,}55X_d)/b$; $A_{23} = X_m(X_2 + 0{,}55X_d)/b$; $A_{24} = -X_m(R_2 + 0{,}55R_d)/b$; $A_{31} = -(X_mX_1/b)$; $A_{32} = -(X_mX_1/a)$; $A_{33} = X_2R_2/a$; $A_{34} = X_m^2/a$; $A_{41} = (X_mX_1/b)$; $A_{42} = -(X_mR_1/b)$; $A_{43} = (X_m^2/b)$; $A_{44} = X_1(R_2 + 0{,}55R_d)/b$; $B_{11} = X_2/a$; $B_{13} = -(X_m/a)$; $B_{22} = (X_2 + 0{,}55X_d)/b$; $B_{24} = -(X_m/b)$; $B_{31} = -(X_m/a)$; $B_{33} = X_1/a$; $B_{42} = -(X_m/b)$; $B_{44} = X_1/b$.

O ecuație suplimentară este obținută luînd în considerare dinamica sistemului mecanic de acționare. Astfel, ecuația de mișcare se scrie :

$$M - M_R = J\frac{d\Omega}{dt}, \tag{12}$$

sau :

$$\frac{3}{2}\,Im(\psi_1^* \cdot i_1) - M_R = J\frac{d\Omega}{dt}. \tag{13}$$

Se exprimă relația (13) în mărimi relative. În acest scop se introduce noțiunea de timp de pornire nominal al motorului împreună cu masele inerțiale pe care le antrenează. Aceasta se definește ca fiind durata în cursul căreia, sub acțiunea cuplului nominal, rotorul împreună cu masele inerțiale ajung la turația de sincronism. Se notează cu T_m și se măsoară în secunde. Sub acțiunea permanentă a cuplului nominal, masele în mișcare se rotesc cu accelerație unghiulară constantă. Această accelerație unghiulară este egală cu Ω_1/T_m și deoarece produsul dintre accelerația unghiulară și momentul de inerție este egal cu cuplul electromagnetic se poate scrie :

$$\frac{\Omega_1}{T_m}\,J = M_N. \tag{14}$$

Exprimînd cuplul nominal cu ajutorul puterii nominale, $M_N = P_N/\Omega_1$, atunci rezultă :

$$T_m = \frac{\Omega_1}{P_N}\,J = \frac{\Omega_1}{\frac{3}{2}\,U_NI_N}\,J, \tag{15}$$

unde $P_N = \frac{3}{2}\,U_NI_N$ rezultă din faptul că U_N și I_N sînt valori maxime pe fază. Exprimînd momentul de inerție din relația (15) și înlocuindu-l

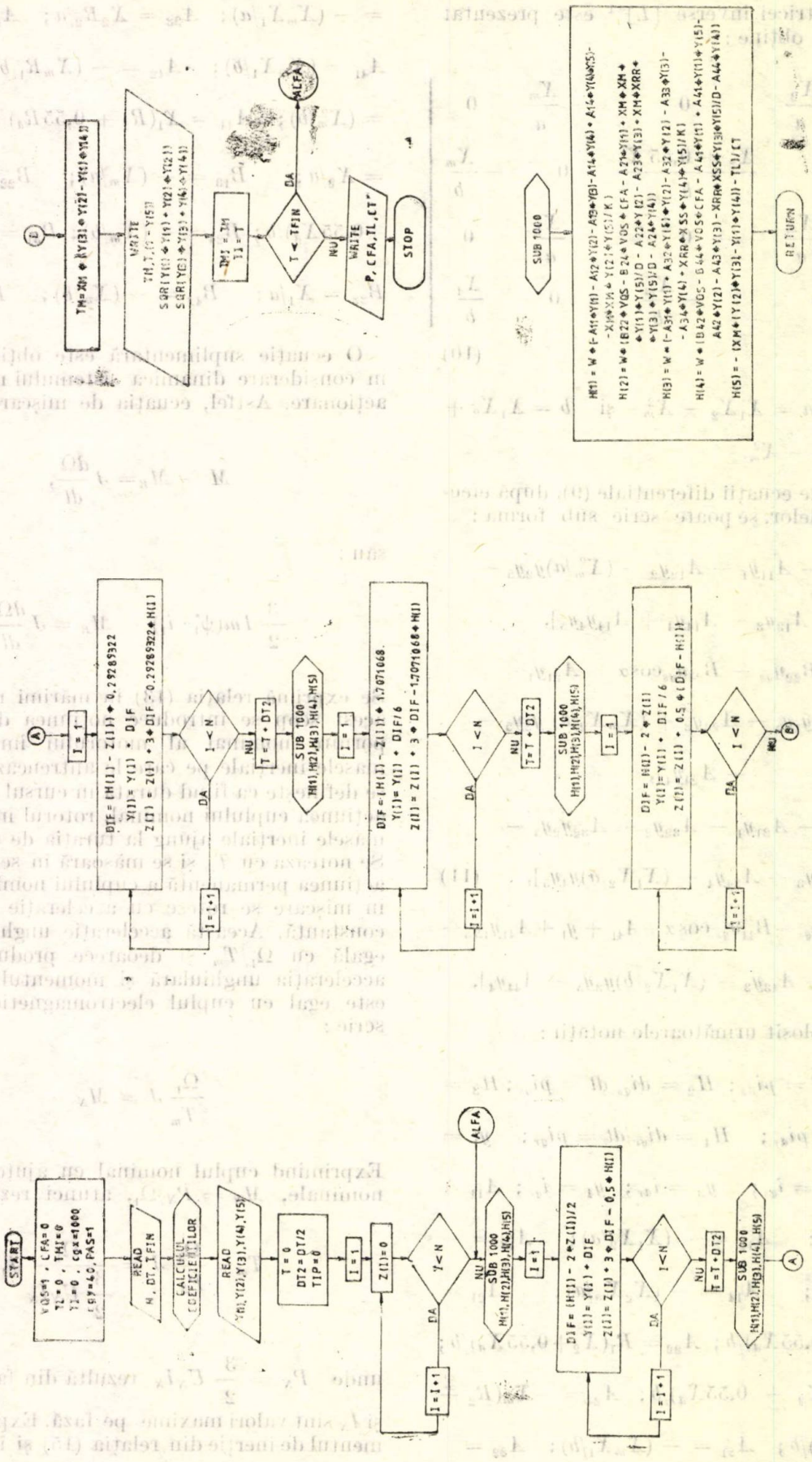


Fig. 5. Schema logică a programului de rezolvare a sistemului de ecuații diferențiale cu metoda Runge-Kutta.

în relația (13), se obține :

$$\frac{\frac{3}{2}U_N I_N T_m}{\Omega_1^2} \cdot \frac{\Omega_1 d(\Omega/\Omega_1)}{d(\Omega_1 t/\Omega)} =$$

$$= \frac{3}{2} Im\left[\left(\frac{\psi_1^*}{\psi_N}\right)\frac{U_N}{\Omega_1}\left(\frac{i_1}{I_N}\right) I_N\right] - \frac{M_R}{M_N}\frac{\frac{3}{2}U_N I_N}{\Omega_1}. \quad (16)$$

Efectuînd simplificările și ținînd seama de relația dintre viteza unghiulară Ω și pulsația ω rezultă :

$$T_m \frac{d(\omega/\omega_1)}{d(\omega_1 t)} = \frac{1}{\omega_1} Im\left[\left(\frac{\psi_1^*}{\psi_N}\right)\left(\frac{i_1}{I_N}\right)\right] - \frac{M_R}{M_N}\frac{1}{\omega_1}. \quad (17)$$

Din relația (17) ținînd seama că $\omega/\omega_1 = 1 - s$, rezultă :

$$\frac{ds}{dt} = -[X_m(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - m_R]/\omega_1 T_m. \quad (18)$$

Notînd $H_5 = ds/dt$, $y_5 = s$ și ținînd seama de notațiile folosite în ecuațiile (11) se obține :

$$H_5 = -[X_m(y_2 y_3 - y_1 y_3) - m_R]/\omega_1 T_m. \quad (19)$$

Ecuațiile (11) și (19) reprezintă un sistem de cinci ecuații diferențiale care a fost rezolvat prin aplicarea metodei de integrare numerică Runge-Kutta. Schema logică a programului de calcul este prezentată în figura 5.

3. Discutarea rezultatelor obținute

Au fost cercetate fenomenele tranzitorii la pornirea în gol la un sistem de acționare cu cascadă electrică subsincronă avînd un motor asincron cu inele cu următorii parametri raportați (per-unit) : $X_1 = 1{,}87$; $X_2 = 1{,}78$; $X_m = 1{,}67$; $R_1 = 0{,}0716$; $R_2 = 0{,}0635$. Caracteristicile cuplu-timp și viteză-timp cînd acționarea pornește din repaus, fără sarcină pentru un unghi de comandă $\alpha = 90°$, sînt prezentate în figura 6. Aceste caracteristici au fost calculate luînd un pas de integrare de 0,001 secunde. Curbele cu fost și trasate cu ajutorul calculatorului folosind instrucțiile pentru grafică. Se observă la curba cuplu-timp, oscilații considerabile în porțiunea inițială a curbei, care se amortizează pe măsură ce crește viteza. La pornirea în asemenea condiții sînt consemnate cupluri tranzitorii de pînă la 2,4 ori din cuplul nominal.

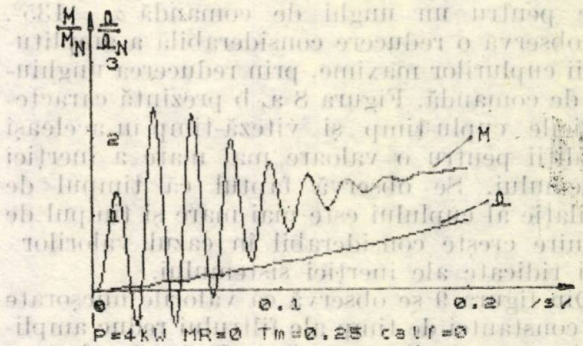


Fig. 6. Caracteristicile cuplu-timp, $M = f(t)$ și viteză-timp $\Omega = f(t)$ la pornirea în gol pentru $\alpha = 90°$; $T_m = 0{,}25$ s și constanta de timp a filtrului 20 s.

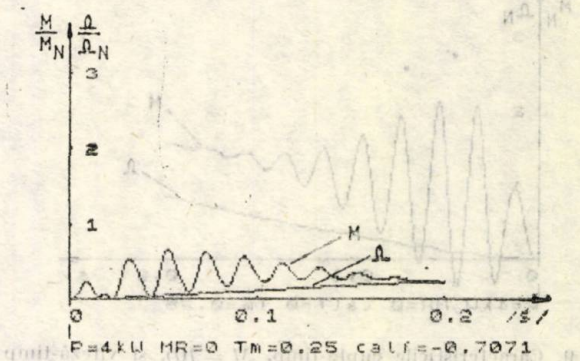


Fig. 7. Caracteristicile cuplu-timp, $M = f(t)$ și viteză-timp $\Omega = f(t)$ la pornirea în gol pentru $\alpha = 135°$; $T_m = 0{,}25$ s și constanta de timp a filtrului 20 s.

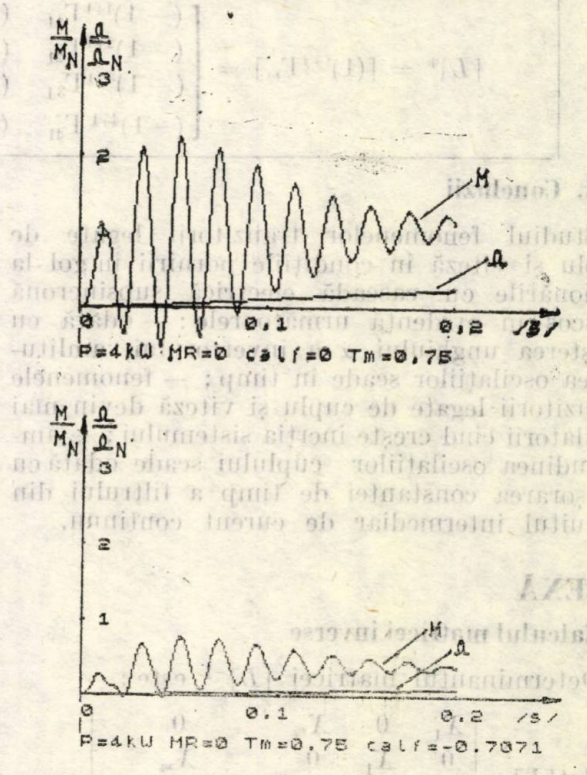


Fig. 8. Caracteristicile cuplu-timp, $M = f(t)$ și viteză-timp $\Omega = f(t)$ la pornirea în gol pentru $T_m = 0{,}75$ s și constanta de timp a filtrului 20 s: a) — $\alpha = 90°$; b) — $\alpha = 135°$;

În figura 7 sînt prezentate caracteristici similare pentru un unghi de comandă $\alpha = 135°$. Se observă o reducere considerabilă a amplitudinii cuplurilor maxime, prin reducerea unghiului de comandă. Figura 8 a, b prezintă caracteristicile cuplu-timp și viteză-timp în aceleași condiții pentru o valoare mai mare a inerției sistemului. Se observă faptul că timpul de oscilație al cuplului este mai mare și timpul de pornire crește considerabil în cazul valorilor mai ridicate ale inerției sistemului.

Din figura 9 se observă că valorile micșorate ale constantei de timp ale filtrului reduc amplitudinea cuplurilor maxime fără să afecteze timpul pornire.

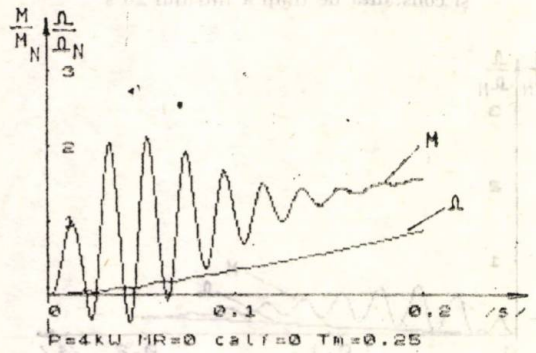


Fig. 9. Caracteristicile cuplu-timp, $M = f(t)$, și viteză-timp $\Omega = f(t)$ la pornirea în gol pentru $\alpha = 90°$, $T_m = 0{,}25$ s și constanta de timp a filtrului 15 s.

4. Concluzii

Studiul fenomenelor tranzitorii legate de cuplu și viteză în condițiile pornirii în gol la acționările cu cascadă electrică subsincronă a scos în evidență următoarele : — odată cu creșterea unghiului α a invertorului, amlitudinea oscilațiilor scade în timp ; — fenomenele tranzitorii legate de cuplu și viteză devin mai oscilatorii cînd crește inerția sistemului ; — amplitudinea oscilațiilor cuplului scade odată cu micșorarea constantei de timp a filtrului din circuitul intermediar de curent continuu.

ANEXĂ

Calculul matricei inverse

Determinantul matricei $[L]^{-1}$ este :

$$\det[L] = \begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_1 & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_2 & 0 \\ 0 & X_m & 0 & X_2 + 0{,}55X_d \end{vmatrix} =$$

$$= X_1 \begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m \\ 0 & X_2 & 0 \\ X_m & 0 & X_2 + 0{,}55X_d \end{vmatrix} +$$

$$+ X_m \begin{vmatrix} 0 & X_1 & X_m \\ X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_m & X_2 + 0{,}55\,X_d \end{vmatrix} =$$

$$= X_1X_2(X_1X_2 + 0{,}55X_dX_1 - X_m^2) +$$

$$+ X_m(-X_m)(X_1X_2 + 0{,}55X_dX_1 - X_m^2) =$$

$$= (X_1X_2 - X_m^2)(X_1X_2 + 0{,}55X_1X_d - X_m^2) =$$

$$= ab. \qquad \text{(A1)}$$

Matricea transpusă a matricei $[L]$ este :

$$[L]^t = \begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_1 & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_2 & 0 \\ 0 & X_m & 0 & X_2 + 0{,}55\,X_d \end{vmatrix}. \qquad \text{(A2)}$$

Se observă că $[L]^t = [L]$, deoarece matricea $[L]$ este simetrică în raport cu diagonala principală. Matricea adjunctă a matricei L este :

$$[L]^* = [(1)^{i+j}\Gamma_{ij}] = \begin{bmatrix} (-1)^{1+1}\Gamma_{11} & (-1)^{1+2}\Gamma_{12} & (-1)^{1+3}\Gamma_{13} & (-1)^{1+4}\Gamma_{14} \\ (-1)^{2+1}\Gamma_{21} & (-1)^{2+2}\Gamma_{22} & (-1)^{2+3}\Gamma_{23} & (-1)^{2+4}\Gamma_{24} \\ (-1)^{3+1}\Gamma_{31} & (-1)^{3+2}\Gamma_{32} & (-1)^{3+3}\Gamma_{33} & (-1)^{3+4}\Gamma_{34} \\ (-1)^{4+1}\Gamma_{41} & (-1)^{4+2}\Gamma_{42} & (-1)^{4+3}\Gamma_{43} & (-1)^{4+4}\Gamma_{44} \end{bmatrix},$$

unde :

$$\Gamma_{11} = \begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m \\ 0 & X_2 & 0 \\ X_m & 0 & X_2 + 0{,}55\,X_d \end{vmatrix} =$$

$$= X_2(X_1X_2 + 0{,}55X_d\,X_1 - X_m^2) = X_2b,$$

$$\Gamma_{12} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & X_m \\ X_m & X_2 & 0 \\ 0 & 0 & X_2 + 0{,}55\,X_d \end{vmatrix} =$$

$$= X_m(X_m \cdot 0 - X_2 \cdot 0) = 0,$$

$$\Gamma_{13} = \begin{vmatrix} 0 & X_1 & X_m \\ X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_m & X_2 + 0{,}55\,X_d \end{vmatrix} =$$

$$= -X_m(X_1X_2 + 0{,}55X_d\,X_1 - X_m^2) = -X_mb,$$

$$\Gamma_{14}=\begin{vmatrix} 0 & X_1 & 0 \\ X_m & 0 & X_2 \\ 0 & X_m & 0 \end{vmatrix}= -X_1(0\cdot X_m - 0\cdot X_2)=0,$$

$$\Gamma_{21}=\begin{vmatrix} 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_2 & 0 \\ X_m & 0 & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= X(0\cdot X_m - 0\cdot X_2)=0,$$

$$\Gamma_{22}=\begin{vmatrix} X_1 & X_m & 0 \\ X_m & X_2 & 0 \\ 0 & 0 & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= (X_2+0{,}55X_d)(X_1X_2-X_m^2)=(X_2+0{,}55X_d)\,a,$$

$$\Gamma_{23}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & 0 \\ X_m & 0 & 0 \\ 0 & X_m & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= X_1(0\cdot(X_2+0{,}55X_d)-0\cdot X_m=0,$$

$$\Gamma_{24}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_2 \\ 0 & X_m & 0 \end{vmatrix}= -X_m(X_1X_2-X_m^2)=-X_ma,$$

$$\Gamma_{31}=\begin{vmatrix} 0 & X_m & 0 \\ X_1 & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= -X_m(X_1X_2+0{,}55X_dX_1-X_m^2)=-X_mb,$$

$$\Gamma_{32}=\begin{vmatrix} X_1 & X_m & 0 \\ 0 & 0 & X_m \\ 0 & 0 & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= X_20\cdot(X_2+0{,}55X_d)-0\cdot X_m=0,$$

$$\Gamma_{33}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & 0 \\ 0 & X_1 & X_m \\ 0 & X_m & X_2+0{,}55\,X_d \end{vmatrix}= X_1(X_1X_2+0{,}55X_dX_1-X_m^2)=X_1b,$$

$$\Gamma_{34}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m \\ 0 & X_1 & 0 \\ 0 & X_m & 0 \end{vmatrix}= X_1(0\cdot X_1-0\cdot X_m)=0,$$

$$\Gamma_{41}=\begin{vmatrix} 0 & X_m & 0 \\ X_1 & 0 & X_m \\ 0 & X_2 & 0 \end{vmatrix}= -X_m(0\cdot X_1-0\cdot X_m=0,$$

$$\Gamma_{42}=\begin{vmatrix} X_1 & X_m & 0 \\ 0 & 0 & X_m \\ X_m & X_2 & 0 \end{vmatrix}= -X_m(X_1X_2-X_m^2)=-X_ma,$$

$$\Gamma_{43}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & 0 \\ 0 & X_1 & X_m \\ X_m & 0 & 0 \end{vmatrix}= X_m(0\cdot X_m-0\cdot X_1)=0,$$

$$\Gamma_{44}=\begin{vmatrix} X_1 & 0 & X_m \\ 0 & X_1 & 0 \\ X_m & 0 & X_2 \end{vmatrix}= X_1(X_1X_2-X_m^2)=X_1a.$$

Deci, matricea adjunctă, $[L]^*$, este :

$$[L]^*=\begin{bmatrix} X_2b & 0 & -X_mb & 0 \\ 0 & (X_2+0{,}55X_d)\,a & 0 & -X_ma \\ -X_mb & 0 & X_1b & 0 \\ 0 & -X_ma & 0 & X_1b \end{bmatrix} \tag{A3}$$

Prin urmare matricea inversă $[L]^{-1}$ rezultă ca fiind :

$$[L]^{-1}=\frac{1}{\det[L]}[L]^*=$$

$$=\begin{bmatrix} \frac{X_2}{a} & 0 & -\frac{X_m}{a} & 0 \\ 0 & \frac{X_2+0{,}55\,X_d}{b} & 0 & -\frac{X_m}{b} \\ -\frac{X_m}{a} & 0 & \frac{X_1}{a} & 0 \\ 0 & -\frac{X_m}{b} & 0 & \frac{X_1}{b} \end{bmatrix}, \tag{A4}$$

unde s-a notat : $a=X_1X_2-X_m^2$ și $b=X_1X_2+0{,}55X_dX_1-X_m^2$.

Bibliografie

1] *Babescu, M.* Asupra performanțelor motorului asincron dintr-o cascadă cu elemente statice. În: EEA-Electrotehnica, nr 5, **28**, 1980, p. 221—224.

2] *Coita, V.* Convertor control in a slippage-power recovery slip-ring induction motor. În: Proceedings of the Sixth National Conference of Electrical Drives, Timișcara, 13—14 Mai, 1988, vol. 1 p. 1. 27—1.32.

[3] *Coita, V., Fântană, N., L.* On the no-load starting transient processes occurring in a subsynchronous cascade drive. În: Proceedings of the Sixth National Conference of Electrical Drives, Timişoara, 13—14 Mai, 1988, **vol. 1**, p. 1. 33—1.38.

[4] *Coita, V.* Cascadă de pornire şi reglare a vitezei motorului asincron trifazat cu rotor bobinat, Brevet R.S.R., nr. 98380/07.05.1987.

[5] *Coita, V., Bogdanov, I.* Asupra unui convertor cu comutaţie de la reţea avînd factor de putere îmbunătăţit. Simpozion de Electroenergetică, Timişoara, 25—26 Noiembrie, 1988, **vol. 3**, p. 87—93.

[6] *Huber, G., N.* Die digitale Modelbildung von drehzahlverstellbaren asynchronen Anttrieben mit Stromrichterventilen im Lauferkreis. În: Electrotechnik und Maschinenbau, nr. 11, 1979, p. 513—517.

[7] *Seracin, E., Popovici, D.* Tehnica acţionărilor electrice. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1985.

[8] *Şora, I., Văzdăuţeanu, V., Coita, V., Popovici, D.* Utilizări ale energiei electrice. Timişoara, Ed. Facla, 1983.

CZ 621.323: 621.314

TRANZISTOARE CU STRUCTURĂ MOS
CONVERTOARE STATICE DE PUTERE
INTERFAŢĂ PENTRU COMANDĂ

Utilizarea unor noi tranzistoare cu structură metal-oxid-semiconductor (MOS) în convertoarele statice de putere

DORIN POPOVICI* — TIMIŞOARA

Introducere

Tranzistoarele de putere cu structură MOS au fost aplicate încă în deceniul trecut, cu caracteristici mai modeste în tehnologia VMOS (vertical MOS) [1, 2], dar şi în tehnologia DMOS [3, 4].

În ultimul timp familia tranzistoarelor cu structură MOS s-a îmbogăţit cu un nou element, tranzistorul IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) [5], care reprezintă sinteza între proprietăţile fizice şi funcţionale ale unui tranzistor bipolar şi cele ale unuia cu structură MOS. În lucrare se analizează comparativ tranzistoarele de putere de tip DMOS şi tranzistoarele IGBT, nou apărute. Se arată şi modul de interfaţare simplu cu un microsistem al unui convertor static realizat cu tranzistoare de putere cu structură MOS.

1. Structură

Primele dispozitive semiconductoare folosite în convertoarele statice au fost tranzistoarele de putere. În figura 1 se prezintă structura unui tranzistor de putere dublu difuzat, epitaxial. Pe substratul n^+ urmează substratul n^- epitaxial în care este difuzat mai întîi un strat p şi apoi un strat n^+ formînd o structură cu patru straturi [6]. Prin folosirea unui strat epitaxial rezultat din tehnologia epitaxială ce permite controlul precis al caracteristicilor materialului depus, este posibilă îngustarea regiunii active a colectorului, ceea ce duce la reducerea sarcinii acumulate şi în acelaşi timp colectorul poate fi masiv impurificat ceea ce duce la scăderea rezistenţei lui. Se realizează astfel timpi de comutaţie rapizi, datorită sarcinii acumulate reduse şi creşterea curenţilor de colector admişi,

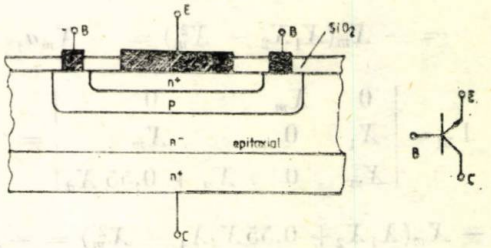


Fig. 1. Structura tranzistorului de putere dublu difuzat epitaxial.

prin scăderea puterii disipate. În plus, dozarea masivă cu impurităţi a semiconductorului în zona de contact cu terminalele (emitor, colector) este necesară pentru a obţine contacte ohmice corespunzătoare în zona respectivă. Pentru semiconductorii de tip n, aceasta se notează n^+. Astfel, se realizează contactele metal semiconductor care se întîlnesc şi la tranzistoarele cu structură MOS.

Structura unui tranzistor MOS planar dublu difuzat este arătată în figura 2. Aceste tranzistoare numite şi DMOS sînt pentru aplicaţii de tensiune înaltă, spre deosebire de cele de tip VMOS cu o structură similară, dar obţinute prin gravarea unui şanţ în V normal pe suprafaţa semiconductorului şi caracterizate prin tensiuni mici [1, 2].

Structura tranzistorului DMOS se aseamănă cu cea a celui bipolar fiind prezente cele patru straturi depuse în acelaşi mod, cu deosebirea

* Şef lucrări ing. Popovici, D. — Institutul Politehnic „Traian Vuia" — Timişoara.

esențială că stratul epitaxial n^- pătrunde printre straturile p și n^+. Aplicarea unui potențial pozitiv pe poartă G, dă naștere la un canal indus de tip n prin negativarea canalului p, între sursa S și drena D fiind deschis un circuit de

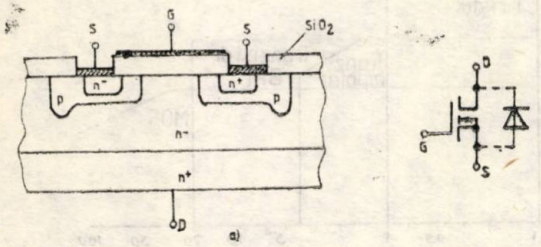


Fig. 2. Structura tranzistorului DMOS.

impedanță mică, lipsit de proprietățile termice specifice tranzitorului bipolar. Obținerea unor tranzistoare cu curenți mari de lucru se obține prin dispunerea în paralel pe „chip"-ul de siliciu a mai multor tranzistoare elementare.

Datorită acestei structuri, în paralel cu tranzistorul MOS apare o joncțiune pn parazită, între sursă și drenă, deoarece canalul p comunică cu sursa. Această diodă, reprezentată cu linie întreruptă în figura 2 b apare la toate tipurile de tranzistoare MOS de putere și în mod normal datorită polarității, funcționarea dispozitivului nu este afectată deoarece dioda se polarizează invers decît tranzistorul. În această situație dioda ar putea fi folosită ca diodă de protecție, dar experiența a dovedit că timpul de blocare a acestei diode este prea mare, ceea ce determină pierderi de comutație sporite în chiar capsula semiconductoare. De aceea pentru protecție în mod uzual se folosesc diode rapide conectate ca și cea din figura 2, însă extern.

Tranzistorul bipolar cu poartă izolată (Insulated gate bipolar tranzistor — IGBT) apărut recent la firma ASEA BROWN BOVERY, figura 3 a (BPI) este asemănător cu tranzistorul MOS prin aceea că la fel ca acesta, nu se comandă cu un curent, ci prin aplicarea unei tensiuni pe poartă. Calea curentului între cei doi electrozi principali E și C este însă bipolară (în sensul că curentul este determinat de ambele tipuri de purtători de sarcină și anume goluri și electroni), ceea ce permite o densitate de curent mult mai mare decît la tranzistorul MOS de putere.

Pentru structura arătată este valabilă schema echivalentă din figura 3 b. Tranzistorul bipolar cu poartă izolată este deci echivalent cu două tranzistoare bipolare npn și pnp asociate cu un tranzistor MOS. Cele două tranzistoare bipolare sînt legate ca și în schema echivalentă a tiristorului [7], dar amplificarea de curent este atît de mică în cazul prezentat încît bascularea rapidă din starea de blocare în conducție la aplicarea unui impuls scurt de comandă specifică la tiristoare, aici nu este posibilă. Tranzistorul BPI, al cărui semn convențional se arată în figura 3 c, lucrează doar în prezența semnalului de tensiune aplicat pe poartă, deci „analog", în mod teoretic poate lucra și cu amplifi-

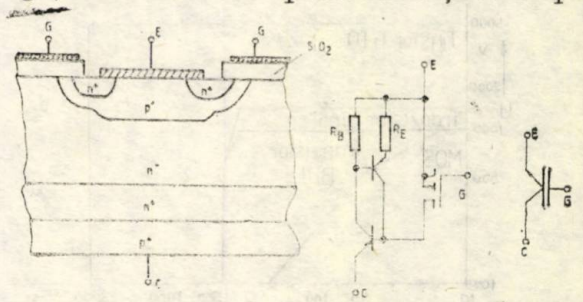


Fig. 3. Structura tranzistorului bipolar cu poartă izolată BPI.

cator liniar, dar funcționarea sa optimă este în regim de comutație. Obținerea curenților mari se realizează și la aceste tranzistoare prin dispunerea mai multor tranzistoare elementare în paralel în aceeași capsulă. Trebuie menționat că tranzistorul BPI are o serie de avantaje atît față de tranzistoarele bipolare, cît și față de cele MOS.

Astfel, datorită faptului că densitatea de curent admisă e mai mare decît la tranzistorul MOS, la același curent nominal, suprafața efectivă de siliciu este mai mică, ceea ce determină costuri ceva mai mici și în același timp o capacitate electrică a porții mai mică (datorită dimensiunilor) decît la tranzistoarele MOS. De aici și timpii de încărcare și descărcare ai capacității porții vor fi mici ceea ce înseamnă performanțe dinamice bune. De asemenea, tranzistorul BPI blochează și în sens invers, nefiind prezentă dioda parazită specifică tranzistoarelor MOS.

Avantajele față de tranzistoarele bipolare sînt însă și mai evidente. În primul rînd este vorba de comanda tranzistoarelor BPI care și la tranzistoarele MOS se face în tensiune, spre deosebire de tranzistoarele bipolare care se comandă în curent și la care curenții de bază ajung de ordinul amperilor sau și mai mari. În al doilea rînd spre deosebire de tranzistoarele bipolare sau de tiristoarele GTO, pentru blocarea tranzistoarelor BPI nu este nevoie de aplicare a unei tensiuni negative.

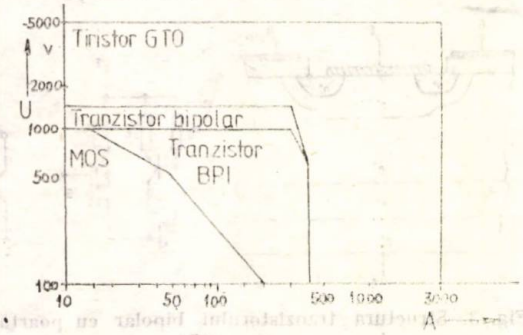
2. Caracteristici funcționale și constructive

Pe baza datelor de catalog este posibilă compararea principalelor dispozitive electrice disponibile pentru aplicații performante. Acestea sînt tiristoarele GTO și tranzistoarele bipolare, MOS și BPI.

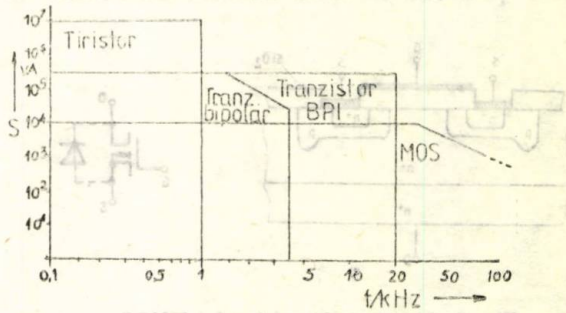
În figura 4 a se prezintă valorile-limită pentru aceste dispozitive în coordonate tensiune-curent, iar în figura 4 b, în coordonate putere comutată-frecvență de lucru.

Se observă că în domeniul tensiune-curent aplicațiile de tensiuni mari trebuie realizate cu

tiristoare GTO, și că tranzistoarele BPI sînt comparabile cu cele bipolare avînd în plus avantajele ce provin din structură și modul de



a)



b)

Fig. 4. Valori-limită pentru principalele dispozitive utilizate la convertoare statice performante.

Tabelul 1

Parametru \ Tip	Tiristor GTO	Tranzistor bipolar	Tranzistor MOS	Tranzistor BPI
Tensiune de blocare maximă	5 000 V	1 200 V	1 000 V	1 000 V
Curent de conducție maxim	3 000 A	300 A	100 A	200 A
Timp de deschidere ton	3—5 μs	2 μs	100 ns	200 ns
Timp de blocare t_{off}	10—25 μs	15—25 μs	0,3—0,5 μs	1 μs
Frecvență de comutare	1 kHz	2—5 kHz	10—50 kHz	1—20 kHz
Parametrii tipici — tensiune — curent — frecvență	 1 200 V 600 A 1 kHz	 800 V 100 A 3 kHz	500 V 20 A 20 kHz	600 V 25 A 20 kHz

comandă. În domeniul putere-frecvență avantajul este de partea tranzistoarelor MOS și BPI care pot lucra la frecvențe de comutație de cca 20kHz și puteri de 10 kVA pentru tranzistoare MOS și de peste 100 kVA pentru tranzistoare BPI. Există astfel disponibile noi modalități pentru realizarea convertoarelor statice pentru sistemele de acționare și servomecanismele performante care se află de obicei în domeniul de putere 500 W — 10 kW, sau chiar 25 kW, la acționări principale pentru mașini unelte [8].

În tabelul 1 se completează valorile-limită cu valori dinamice pentru comparație. Rezultă superioritatea tranzistoarelor MOS în ceea ce privește parametrii de comutație și faptul că tranzistorul BPI se situează foarte aproape de performanțele tranzistorului MOS, avînd în plus disponibilități de curent și tensiune apropiate de cele ale tranzistorului bipolar.

Pentru a ușura sarcinile proiectanților de convertoare, tranzistoarele de putere MOS și BPI se livrează în module constructive, cu diode incorporate. În figura 5 se arată variante constructive pentru tiristoare BPI. Există module simple cu două elemente, figura 5 a, punte monofazată, utilizată ca variator de tensiune continuă (quadro pack), figura 5 b, sau punte

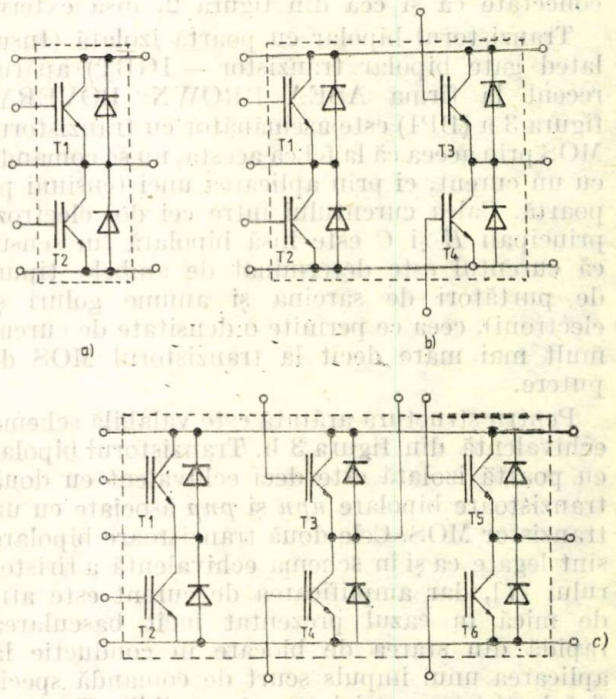


Fig. 5. Variante constructive pentru modulele BPI.

trifazată (six pack) utilizabilă și pentru invertor trifazat. Această execuție are și avantaje funcționale, în afară de cele economice, legate de gabarit, și anume se reduc în mare măsură inductanțele de dispersie ce contribuie la supratensiunile de comutație. Este posibilă în acest fel funcționare fără elemente de protecție de tip *RC*. De altfel, soluția constructivă pentru convertoare fiabile la frecvențe mari de comutație este sub deviza „convertoare fără conducoare" cu implicații și în automatizarea producției și în reducerea consumului de cupru.

3. Comanda tranzistoarelor cu structură MOS

Pentru ambele tipuri de tranzistoare MOS și BPI modul de comandă este identic fiind necesară o tensiune pozitivă pentru a încărca capacitatea porții la deschiderea tranzistorului. Blocarea are loc prin anularea acestei tensiuni. Aceste procese, comune celor două tranzistoare, se examinează mai detaliat în continuare.

Problema principală la amorsare este asigurarea unui curent suficient în timpul intervalului de deschidere t a tranzistorului pentru a încărca capacitatea porții într-un timp dorit. Relațiile (1) și (2) arată că pentru a avea o comutare rapidă constanta de timp T_g trebuie să fie redusă în condițiile în care generatoru de impuls poate furniza un curent important :l

$$t = (2{,}5 + 3)T_g = (2{,}5 - 3)R_{in} \cdot C_{in}, \quad (1)$$

$$i = C_{in} \cdot \frac{du}{dt}, \quad (2)$$

unde :

R_{in} — este rezistența de intrare;
C_{in} — capacitatea ce trebuie încărcată;
$\frac{du}{dt}$ — viteza de variație a tensiunii.

La tranzistoarele MOS apare în mod deosebit efectul Miller, caracterizat printr-o creștere suplimentară a capacității de intrare pe măsură ce transconductanța tranzistorului crește. Dacă generatorul de impuls poate furniza doar un curent limitat, ca în cazul comenzii de la o poartă logică, după începerea deschiderii tranzistorului MOS poate să apară o întîrziere suplimentară pînă la deschiderea completă. Dacă generatorul poate furniza curentul de încărcare al capacității porții, viteza de basculare a tranzistorului MOS este determinată de viteza cu care este furnizat acest curent, deci de performanța tranzistorului driver. Blocarea este net superioară la tranzistoarele MOS sau BPI față de tranzistoarele bipolare. Tranzistoarele MOS încep blocarea imediat după anularea tensiunii de poartă. Viteza este din nou limitată de panta de descărcare a capacității de intrare prin intermediul generatorului de impuls sau a tranzistorului driver. Pentru timpi de comutație scurți se recomandă circuite pentru a amortiza rapid curenții din exteriorul (referitor la tranzistorul driver) și interiorul porții MOS. După anularea tensiunii de poartă tranzistorul se blochează, rezistența între drenă și sursă crescînd la o valoare foarte mare.

În figura 6 se arată variantele de comandă a tranzistoarelor MOS. În figura 6 a, comanda

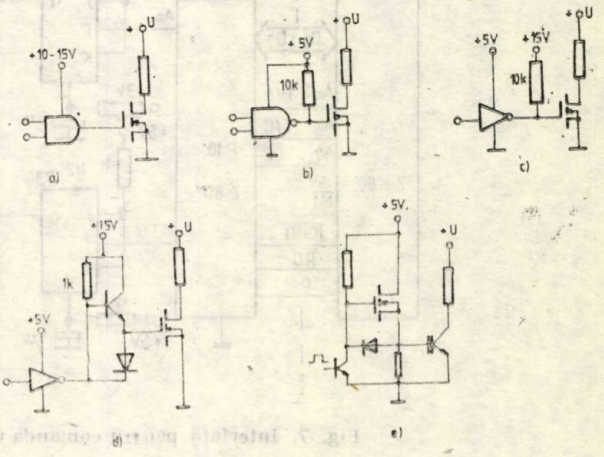


Fig. 6. Variante de comandă recomandate pentru tranzistoarele cu structură MOS.

este asigurată de o poartă CMOS; alimentarea cu o tensiune între 10—15 V asigură în majoritatea cazurilor deschiderea corectă a tranzistorului MOS. În figura 6 b, tranzistorul MOS este comandat de la o poartă TTL. Rezistența externă permite alimentarea tranzistorului MOS cu întreaga tensiune. Posibilitățile porții TTL nu sînt utilizate în întregime întrucît excursia valorii tensiunii pe poartă provine numai din valoarea tensiunii pe rezistor. Mai avantaioasă este comanda cu inversor TTL cu colector în gol, figura 6 c. Pentru timpi de comutație scurți rezistența de 10 kΩ trebuie să fie micșorată, ceea ce înseamnă o disipație suplimentară pe poarta TTL. Varianta cea mai bună care nu solicită poarta logică, fiind utilizat un tranzistor driver, este cea din figura 6 d. Se asigură astfel o comutație rapidă și o disipație minimă pe poartă. Tranzistorul bipolar nu se saturează și poate fi de comutație de uz general și de mică putere. O variantă asemănătoare de comandă este arătată pentru un tranzistor BPI în figura 6 e. Dispoziția tranzistorului driver este similară, dar este folosit un tranzistor MOS cu canal n; semnalul de comandă poate fi primit de la o poartă TTL.

Trebuie subliniat în încheiere că partea logică de comandă trebuie separată galvanic de tranzistoarele de putere și de tranzistoarele driver.

4. Convertorul static cu tranzistoare MOS comandat de un microsistem

Pentru a ilustra simplitatea interfațării convertoarelor realizate cu tranzistoare cu structură MOS cu sistemele cu microprocesor, în continuare se prezintă o aplicație realizată în laboratorul de „Circuite logice și comenzi numerice în acționări electrice" de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara. Convertorul static este un variator de tensiune continuă în punte, realizat cu schema din figura 5 b, pe bza tranzistoarelor MOS de putere BUZ 48 de 500 V și 8 A.

Schema de comandă a convertorului static și interfațarea cu un microsistem alcătuit pe baza microprocesorului Z 80 este arătată în figura 7. Pentru interfațare s-a ales circuitul P1O—Z80 destinat interfațării paralele [9], ceea ce conferă o mare flexibilitate și permite foarte ușor extinderea și pentru varianta six pack, figura 5 c.

În aplicația considerată circuitul P1O este programat în modul 3 intrare-ieșire pe bit, definindu-se biții $A0$ și $A1$ cu ieșiri $A3$, $A4$ (care nu mai sînt arătați) cu intrări pentru protecții. Legarea circuitului P1O se face cu microprocesorul în modul obișnuit. Semnalele A_0 și $A1$ ale portului A comandă cele două bistabile JK ce formează impulsurile. Acestea avînd intrările J și K legate împreună la + 5 V efectuează basculareа lui Q în $\bar{Q}$ pe pontul coborîtor al bitului. În continuare urmează separarea galvanică a porții de comandă a convertorului static față de microsistem, realizată cu optocuploare și tranzistoarele driver ce comandă tranzistoarele MOS de putere.

Modificarea formei de undă și schimbarea cadranelor de lucru pentru convertorul static se realizează pe această structură hard prin program.

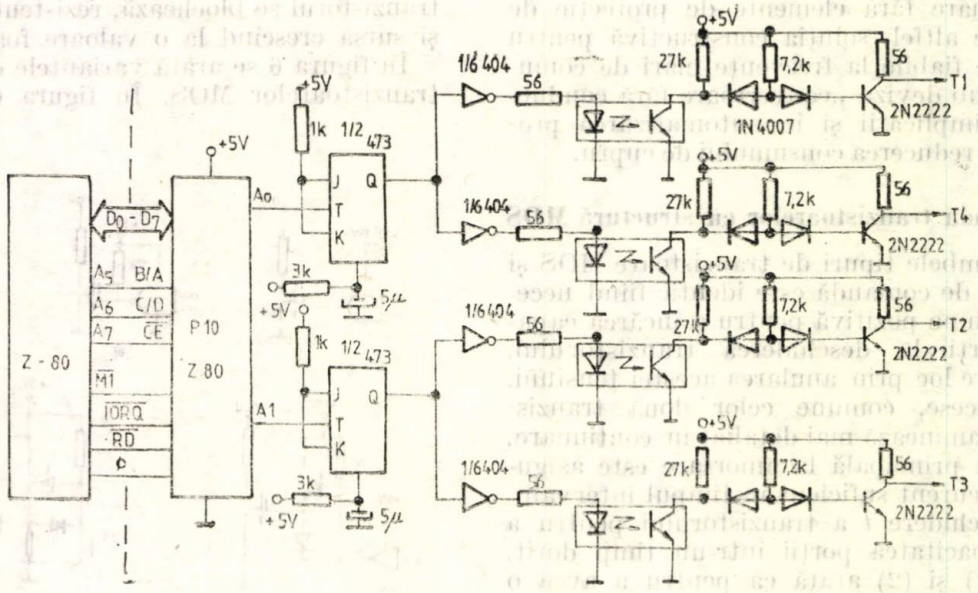


Fig. 7. Interfață pentru comanda unui convertor static de la un microsistem.

5. Concluzii

Tranzistoarele cu structură MOS au devenit dispozitivele de bază pentru realizarea convertoarelor statice performante de putere mică și medie.

Consumul lor redus de energie pentru comandă face interfațarea simplă cu microsistemele de calcul permițînd noi posibilități pentru sistemele de acționare comandate digital. În această direcție o atenție deosebită merită tranzistorul bipolar cu poartă izolată (BPI), ce oferă avantaje certe.

Bibliografie

[1] *Bădilă, M., Steriu, M. D., Rusu, A.* Tranzistorul VMOS de putere — o nouă componentă electronică. În: EEA, Automatica și Electronica, **An 23**, nr. 2, 1979, p. 49—52.

[2] * * * VMOS Power Fet Design Catalog — Siliconix 1978.

[3] *Măgureanu, R., Micu, D.* Convertizoare statice de frecvență în acționări cu motoare asincrone. București, Editura tehnică, 1985.

[4] * * * SIPMOS Power Transistors, Siemens Catalog 1985.

[5] *Palaud, I., Bürkel, R.* IGBTs für die Leistrungselektronik. În E, Elektronik-Applikation, Nr. 14, 1988, p. 35—39.

[6] *Roddy, D.* Inițiere în microelectronică, București, Editura Tehnică, 1982.

[7] *Meyer, M.* Tiristoarele în practică, București, Ed. Tehnică, 1970.

[8] *Seracin, E., Popovici, D.* Tehnica acționărilor electrice, București, Editura Tehnică, 1985.

[9] *Lupu, C., Stăncescu, St.* Microprocesoare. Circuite Proiectare, București, Editura Militară, 1986.

RECENZII

Calculul tabelar cu calculatoare personale

(Tabellenkalkulation mit Personalcomputern)

Editura: Die Wirtschaft, Berlin, RDG, 1988

Problematica lucrării se înscrie în efortul general al producătorilor de tehnică de calcul de a îmbogăți bagajul de cunoștințe al sistemelor pe care le livrează. Aceasta, cu atît mai mult cu cît actualmente software-ul cu care sînt dotate sistemele de calcul tinde să devină dominant în raport cu hardware-ul, componenta fizic-constructivă a acestora. Fenomenul se reflectă și în ponderea crescîndă a software-ului în prețul total al tehnicii de calcul, el determinînd de altfel valoarea/utilitatea sistemelor pentru utilizator.

Software-ul standard, cu care sînt dotate calculatoarele personale, cuprinde o serie de programe cu caracter universal — destinate prelucrării de texte, lucrului cu baze de date, elaborării de diagrame sau teletransmisiei de date, care, împreună cu calculul tabelar, prezentat în lucrarea de față, permit raționalizarea tuturor problemelor specifice muncii de birou.

În mod special, software-ul standard cuprinde programe de calcul pentru probleme tip, care permit utilizatorului — eliberat astfel, în bună măsură, de efortul de programare — să se concentreze mai eficient asupra modelului problemei de rezolvat : acest model este preluat de către calculatorul personal în formă tabelară (date, formule, inclusiv comentariu). De asemenea, deși inițial programele de calcul au fost gîndite pentru rezolvarea unor probleme financiare, ulterior ele au fost dezvoltate cu funcții și comenzi mai cuprinzătoare, putînd facilita și soluționarea unor probleme economice, de planificare, tehnologice, tehnice ale întreprinderii.

Lucrarea „Calculul tabelar cu calculatoare personale" prezintă, de fapt, două programe de calcul și modalitățile lor de utilizare :

Programul KP este orientat la nivel de ecran, pe care și-l structurează în coloane și linii (tabel), în interiorul cărora se pot introduce date și se pot face calcule și corela rezultatele. Acest tabel este afișat prin intermediul unei „ferestre" deplasabile. Cu posibilități de ieșire la imprimantă sau pe dischetă, acest program funcționează sub sistemul de operare SCP și este implementat pe PC 1715 și microcalculatoarele A5120 și A5130.

Programul MULTICALC, ca versiune evoluată a programului KP, destinat PC-urilor pe 16 biți, este caracterizat prin facilități de operare superioare, la care se adaugă și dezvoltarea conceptului de paginare. Acestea au permis și au impus introducerea de funcții și comenzi mai puternice, ceea ce asigură posibilitatea manipulării unor tabele de dimensiuni mai mari și integrarea acestora în programe cu caracter universal. În același timp portabilitatea Programului MULTICALC a fost asigurată prin elaborarea lui în limbaj „C", el oferind posibilitatea prelucrării simultane a 14 tabele de lucru (probleme), cu condiția unei memorii minime de 512 ko.

Versiuni ale programului au fost elaborate și pentru sisteme de operare compatibile cu MS—DOS. De altfel, utilitatea programelor este semnificativă, ele reducînd efortul de programare pentru problemele de rezolvat. Ceea ce nu poate fi eliminat este efortul de modelare, de adaptare/structurare a elementelor problemei de rezolvat, corespunzător facilităților oferite de software-ul pus la dispoziție. Dar și în acest caz se poate remarca o reducere substanțială a eforturilor facilitată de performanțele programelor și sistemelor de calcul.

Dr. ing. *Mircea—Cehan Racoviță*
Centrul de Calcul al I.C.P.E.—București

Eckehart Stamer: **Fortran**

(FORTRAN)

Editura: Die Wirtschaft, Berlin, RDG, 1988

Lucrarea prezintă limbajul de programare FORTRAN, în forma standardizată după TGL 44500, care corespunde cu FORTRAN 77. Ea se adresează atît cititorilor cu puține cunoștințe anterioare în programare, cît și programatorilor care au deja experiență în lucrul cu limbaje de programare sau cu versiuni mai vechi ale limbajului FORTRAN.

Limbajul prezentat este o extensie, în mare parte compatibilă, a versiunilor mai vechi de FORTRAN. Diferențele între FORTRAN 77 și alte versiuni mai vechi de FORTRAN sînt descrise într-o secțiune distinctă a cărții, secțiune ce poate fi folosită de programatorii care au lucrat cu versiuni mai vechi de FORTRAN ca suport pentru trecerea la lucru în limbajul FORTRAN 77.

Cartea este structurată pe trei nivele de prezentare, astfel că cititorul fără experiență în domeniul programării trebuie s-o citească în întregime. Primul nivel — care coincide cu prima parte a cărții (secțiunile 1—5) — prezintă lectorului noțiunile de bază ale limbajului FORTRAN, textul fiind orientat pe exemple, ceea ce ajută la înțelegerea și însușirea rapidă a noțiunilor respective. Al doilea nivel (secțiunile 6—11) cuprinde noțiuni legate de lucrul cu fișiere și noi instrucțiuni ale limbajului, dezvoltarea unui stil de programare și optimizarea programelor, portabilitatea programelor, diferențele între FORTRAN 77 și versiunile anterioare de FORTRAN și FORTRAN 77 pe calculatoarele personale A7100/A, A7150, precum și subprograme în limbaj de asamblare, testarea, documentarea și întreținerea programelor FORTRAN. Acest nivel se adresează mai ales cititorilor cu experiență anterioară în programare.

Al treilea nivel — reprezentat de Anexa 2 — redă elementele de bază ale limbajului FORTRAN 77, conform standardului, reprezentat exact și complet. Baza o constituie standardul TGL44500, care corespunde limbajului standard FORTRAN 77.

Volumul conține multe exerciții, pentru fixarea noțiunilor, într-o anexă specială (4) fiind date și indicații pentru rezolvarea lor.

Matem. *Onica Paraschiva* — director
Centrul de Calcul I.C.P.E.—București

Wolfgang Doemeland: **Tehnica releelor de protecție**

(Relaisschutztechnik)

VEB, Verlag Technik, Berlin, R.D.G., 1989

Lucrarea „VEM-Handbuch Relaisschutztechnik" apărută sub semnătura domnului Wolfgang Doemeland, este împărțită în 18 capitole reprezentînd o abordare de nivel superior. Adresîndu-se specialiștilor din cercetare și proiectare, precum și celor din sfera exploatării și fabricației releelor și a mijloacelor de protecție a instalațiilor electrice. Lucrarea este bine împărțită și prezintă informații tehnice suficiente pentru proiectarea și verificarea optimă a unui sistem de protecție, într-o gamă constructivă completă.

Volumul este cu atît mai valoros cu cît, în condițiile actuale, puterile instalate din rețelele de înaltă, medie și joasă tensiune sînt într-o continuă creștere, iar asigurarea funcționării continue și fiabile a acestora devine de o importanță deosebită, pentru consumatori și cu atît mai mult pentru acei noi consumatori la care întreruperea pe un timp mai mare a alimentării cu energie electrică nu este permisă.

Reprezentînd o a IV-a ediție a unei cărți mereu îmbogățită, lucrarea sintetizează experiența și sugestiile anterioare, astfel încît specialistul care se ocupă de problemele tehnicilor de protecție, în mod special de construcția și modul de acționare a instalațiilor electrice, să aibă un material documentar foarte util. Pe baza experienței personale, autorul prezintă recomandări privind buna funcționare și prelucrare a datelor referitoare la protecția prin relee electrice. Totodată, bibliografia anexată la lucrare întregește valoarea lucrării, care se impune și ca un bun îndreptar în domeniu pentru studenții ce vor să adîncească aspectele legate de protecția instalațiilor electrice.

În capitolul I se prezintă noțiunile generale ale protecției, precum și probleme privind standardizarea și fiabilitatea protecției, în vreme ce capitolul II este consacrat principalelor concepte privind parametrii electrici ai rețelelor, sistemele de conexiuni trifazate, curenții de scurtcircuit din instalații, procesele oscilante în relee electrice etc. Capitolul III tratează aspecte referitoare la transformatoarele de curent și de tensiune, precum și combinația acestora. Sînt prezentate de asemenea și criteriile erorilor din rețelele electrice și particularități ale selectivității.

Capitolul IV redă cititorilor releele de tensiune, releele și declanșatoarele independente de supracurent, relee și declanșatoare dependente de curent, relee de protecție prin comparație, el prezentînd și protecția la distanță, relee Buchholz etc., în vreme ce capitolul V se ocupă de circuitele de comandă și de semnalizare a curentului și de problemele acestora. În același timp, capitolele VI, VII și VIII dezbat problemele privind protecția completă a transformatoarelor, a rețelelor electrice și rezistențele liniilor electrice și transformatoarelor. În vreme ce capitolul IX are în vedere problemele privind protecția completă a generatoarelor, dezexcitarea lor, precum și punerea lor în funcțiune.

Capitolul X este consacrat instalațiilor de protecție pentru buna funcționare a condensatoarelor de putere, a bobinelor de legare la pămînt a liniilor electrice etc., iar în capitolul XI sînt prezentate noțiuni privind în special protecția muncii și problemele legate de aceasta — de exemplu : lucrări sub tensiune, probleme privind materialul de lucru, întreținerea rețelelor ca loc de muncă etc.

Ultimele capitole (XII și XVIII) se ocupă de problemele privind verificarea și măsurarea, protocoalelor de încercări, statistică tehnică și altele. O apariție utilă pentru un cerc larg și divers de specialiști.

Dr. ing. *Barbu Ion*

Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) — București

CRONICĂ

Posibilități software Robotron

Combinatul Robotron dispune de o mare varietate de posibilități software pentru instalațiile de informatică și calculatoarele personale, sub formă de sisteme software standard sau branșate

Pe baza sistemelor de exploatare DCP, în compatibilitate cu sistemul MS—DOS foarte răspîndit în lume, în categoria PC 16 bit casa de software Robotron propune o serie de produse noi sau de produse funcționînd numai în sistemul SPC.

Dintre acestea se poate cita, în primul rînd, sistemul integral ARIADNE DCP. Urmînd tendințele internaționale, a fost realizat un sistem de programare intercompatibile cu funcții complexe după cum urmează :

— prelucrarea textului pentru a înțelege, modifica, forma și pune la punct texte de toate tipurile cu posibilități de control ortografic și termeni repetați ;

— proiecte de organizare a diferitelor informații ;

— bancă de date raționale pentru memorarea informațiilor în formate de cîmp alese liber, regăsirea și manipularea conform diferitelor puncte de vedere, citirea, prelucrarea și editarea directă a fișierelor REDABAS/M 16 și REDABAS 3 DCP ;

— calcule tabelate pentru a efectua diverse operații ale căror rezultate sînt vizibile ;

— gafic operativ pentru stabilirea diagramelor închise, secvențiale barate, XY, circulare minimum-maximum, în linie și de produse, pornind de la banca de date sau calculul tabelelor în cazul interconectării băncilor de date sau a tabelelor grafice se realizează actualizarea automată a graficii prin modificarea unor date izolate ;

— dezvoltarea programelor-utilizator este asigurată prin limbajul de programare ARES. O tehnică adecvată de fereastră și un sistem de asistență asigură lucrări de bună calitate

Windou — Editor DCP este propus ca un nou produs de prelucrare a textelor. Acesta este un program de ediție „full-screen" utilizabil rapid, adică un program care dispune de ansamblul ecranului. El se distinge printr-o manieră simplă de utilizare pentru debutanți.

Programul de ediție are următoarele aplicații :

— activarea tuturor comenzilor prin taste de funcțiuni ;

— adaptarea la ecrane în culori și alb-negru ;

— prelucrarea în paralel a șase texte ;

— afișare prin ferestre prestabile ;

— adaptarea nelimitată a fiecărui program de lectură de text (și compilare), textele fiind fără caractere de comandă ;

— sesizare, copiere, ștergere de nume și inserție de date ;

— poziționarea rapidă în spațiile cerute ;

— funcționarea blocului pentru marcaj, copiere, deplasare, ștergere, stocare și imprimare ;

— cercetarea în înlocuirea posibilă înainte și înapoi o dată sau în mai multe reprize ;

— macrotaste programabile pentru catene de ordine ;

— taste iluminate pentru chemarea unor părți de program, blocuri sau cuvinte.

Produsele de software standard existente deja pentru sistemul de exploatare SCP și cele funcționînd cu sistemul de exploatare DCP (MS—DOS) sînt ;

— sistem pentru investigarea informațiilor AIDOS DCP ;

— sistem de bancă de date REDABAS 3 DCP;

— program de prognoză a călătoriilor și de circulație a vehiculelor TOUR—DCP;
— programul de prelucrare statică STAVE DCP;
— program de matematică numerică NUMATH—1 DCP;
— program de informare grafică GRAFIK—1 DCP;
— program de comunicare a informațiilor DAKS DCP;
— sistem de tehnologie software TESYS—3 DCP și
— blocuri software DIALOG DCP (suport pentru dialog beneficiar) și LIST DCP (generator de liste).

Robotron mai oferă compilatoare și interpretatoare pentru limbajele: BASIC, PASCAL, FORTRAN 77, MODULA 2, COBOL, C.

Aceste sisteme soft multiple contribuie la creșterea productivității calculatoarelor de birou A 7150 și PC EC 1834

Robotron-Project Dresda prezintă noul calculator EC 1057 pentru software și sistemele sale de exploatare sau compilatoarele sale performante. Acestea servesc drept bază pentru demonstrarea produselor software-ului standard perfecționate, cum sînt sistemul de exploatare a băncii de date DBS/R—6 și software-ul pentru procedeele matematice utilizate la optimizare și statistică.

Robotron-Project Dresda oferă la export sisteme, furnizează programe și unități la cheie sub proprie responsabilitate.

Au fost realizate proiectele concepute pentru următoarele sectoare:

— Metalurgie: producția în oale de turnare asistată de calculator, într-o uzină de oțel.

— Chimie: gestiunea producției și expediției într-o uzină de îngrășăminte chimice, asistată de calculator.

— Electronică: automatizarea operatorie a producției de ferită.

— Turism: sisteme de calculatoare pentru rezervarea locurilor, operații financiare și de credit în marile hoteluri etc.

Proiecte în curs de realizare:

— Construcții de mașini: gestiunea producției de motoare pentru vehicule.

Greta Andrei

[illegible] MAR 2 3

E2040/1.

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖZPONT ÉS KÖNYVTÁR 1883

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 38 • NR. 5 • IULIE 1990

ELECTROTEHNICA, LECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 38 Nr. 5 iulie 1990

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

COEFICIENȚI DE PONDERARE
ECUAȚII DIFERENȚIALE

Coloși, T.ș.a. : **Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: Coeficienții $\sigma^F_{npj\omega}$ pentru forme liniare și neliniare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 187

Lucrarea expune aspecte semnificative de calcul de interpretare și de utilizare ale coeficientului de ponderare $\sigma^F_{npj\omega}$ având expresii dependente atît de numărul n al integrărilor repetate în raport cu timpul t, de ordinul p de derivare în raport cu timpul t, de secvențele regresive j, de ultima secvență regresivă ω luată în considerare, precum și de expresiile coeficienților F.

ILUMINAT INTERIOR
INTERREFLEXII

Dinculescu, P. : **O prezentare unitară a interreflexiilor și a considerării lor în iluminatul interior.**

Partea a III-a: Metodologii și expresii de calcul recomandate pentru proiectarea și verificarea instalațiilor de iluminat interior.

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 194

Se stabilesc relațiile analitice între mărimile luminoase care intervin în calculul instalațiilor de iluminat interior (fluxuri luminoase directe și finale, fluxuri specifice instalate, iluminări medii), pentru diverse modele de calcul al instalației de iluminat. Aceste relații fac posibilă trecerea la proiectarea asistată de calculator. Se evidențiază utilitatea folosirii modelului de calcul simplificat în care tavanul și friza sînt înlocuite printr-o suprafață concavă caracterizată prin factorul de reflexie mediu al celor două suprafețe.

ALIMENTARE PRIN CHOPPERE
TRANSLATOARE
MOTOARE PAS CU PAS

Voiculescu, E., Neamțu, M. : **Generatoare de curent în regim de comutație pentru comanda motoarelor pas cu pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 208

Lucrarea descrie două alimentatoare de 65 W (1 A/65 V), cu choppere ultrasonore, pentru motoare pas cu pas bipolare și unipolare, destinate integrării în tehnologie hibridă.
În lucrare mai sînt prezentate circuitele de comandă ale părții de putere: translatoare HLL/CMOS cu imunitate crescută la perturbații, interfața optică pentru cuplarea cu controlerul și circuitul pentru reducerea curentului din faze cînd motorul este oprit.

ENERGIE ELECTRICĂ
REGIMURI NESIMETRICE
RECEPTOARE ECHILIBRATE

Constantinescu, I., Golovanov, C. : **Filtre active pentru măsurarea componentelor simetrice de tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 216

Articolul descrie o metodă și filtre active pentru măsurarea componentelor simetrice de tensiune: direct (secvențe pozitive), invers (secvențe negative) și homopolar (secvență zero) în circuitul dezechilibrat trifazat.

SISTEM BIFAZAT DE COORDONATE
ALGORITM SIMULARE REGIMURI FUNCȚIONARE
MODEL MATEMATIC

Bitoleanu, Al. ș.a. : **Modelul matematic al sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 220

Utilizînd un model matematic raportat la un sistem bifazat de coordonate, solidar cu rotorul, se elaborează un algoritm de simulare a diferitelor regimuri de funcționare a sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent. Rezultatele experimentale atestă corectitudinea algoritmului elaborat și utilitatea rezultatelor obținute prin simulare.

SISTEM DE ACȚIONARE
MODEL MATEMATIC

Bitoleanu, Al., Colțescu, M. : **Simularea funcționării în regim dinamic a sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 223

În lucrare se stabilește un model matematic al sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent, cu comutație independentă. Se ține seama de valoarea instantanee a tensiunii redresate și de fenomenul de încărcare a condensatoarelor de stingere, modelul matematic al redresorului și invertorului fiind raportat la un sistem bifazat solidar cu rotorul.

INSTALAȚII CU ULTRASUNETE
COMBATERE ZGOMOT

Darabont, Al. ș.a. : **Combaterea zgomotului la instalațiile cu ultrasunete utilizate în industrie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 5, iulie 1990, p. 227

Lucrarea prezintă unele soluții de realizare a unui climat de muncă pentru personalul ce lucrează cu instalații cu ultrasunete, prin aplicarea unor metode eficiente de combatere a zgomotului.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNĂ ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

INHALT

GEWICHTSKOEFFIZIENT
DIFFERENZGLEICHUNGEN

Coloşi, T. u.a.: **Lokal-iterrative Liniarisierungslösungen der Differenzgleichungen: Koeffizienten $\sigma^{F}_{npj\omega}$ für gerade und ungerade Formen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 187

Die Albeit stellt bedeutende Rechenaspekte, der Ausdrucksweise und der Anwendung des Gewichtskoeffizienten $\sigma^{F}_{n\,p\,jw}$ dar, wobei sie abhängende Ausdrücke sowohl von der n-Zahl der wiederholenden Integration im Verhältnis mit der Zeit t, der Ordnung p im Verhältnis mit der Zeit t, der regresiven Folge j, der letzten regresiven Folge ω, als auch der Ausdruckskoeffizienten F, haben.

INNENBELEUTCHTUNG
INTERREFLEXIONEN

Dinculescu, P.: **Eine einheitliche Darstellung der Interreflexionen und deren Beachtung in der Innenbeleuchtung. Dritter Teil: Methoden und Rechenausdrücke für den Entwurf und Kontrolle der Innenbeleuchtungsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 194

Es werden die analytischen Verhältnisse zwischen den Beleuchtungsparameter die in der Berechnung der Innenbeleuchtungsanlagen (direkte und finale leuchtende Flüsse,spezifisch gebaute Flüsse, mittlere Beleuchtung) für verschiedene Modelle der berechnenden Beleuchtungsanlagen benötigt werden, dargestellt.

Diese Verhältnisse sind eine Möglichkeit für den Berechnungsentwurf. Man hebt die Anwendung des Rechenmodells hervor, in dem der Fries und die Decke mit einer konkaven Oberfläche ersetzt werden, durch den der mittlere Reflexionsfaktor der beiden Oberflächen charakterisiert wird.

SPEISUNG DURCH CHOPPER
UMRECHNER
SCHRITTMOTOREN

Voiculescu, E., Neamţu, M.: **Schaltstromgeneratoren für die Steuerung der Schrittmotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 208

Die Arbeit beschreibt zwei Speiser von 65 W (1 A/65 V) mit Ultraschallchopper für mono- und bipolare Schrittmotoren, die man bei der Integration der hybriden Technologie verwendet.

In der Arbeit stellt man auch noch Steuerungsschaltungen des Leistungsteils, dar: Umrechner HLL (CMOS mit grosser Imunität bei Störungen, optische Schnittstelle für Kopplung mit Kontroller und der Kreislauf für die Verringerung des Stromes der Phasen, wenn der Motor nicht läuft.

ELEKTRISCHE ENERGIE
NICHTS METRISCHE REGIMES
GLEICHGEWICHTSEMPFÄNGER

Constantinescu, I., Golovanov, G.: **Aktive Filter für die Messung der symetrischen Spannungselemente.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 216

Die Arbeit beschreibt eine Methode und aktive Filter für die Messung der symetrischen Spannungselemente; direkt (positive Folge), umgekehrt (negative Folge) und homopolar (Null Folge) in unausgeglichener Drehstromkreislauf.

ZWEIPHASENKOORDINATENSYSTEM
SIMULATIONSALGORYTHMUS BETRIEBSREGIME
MATHEMATISCHES MODELL

Biloleanu, Al. u.a.: **Mathematisches Modell des Betriebssystems mit Synchronmotor und Stromrichter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 220

Wenn man ein mathematisches Modell das sich an einem zweiphasen Koordinatensystem verhaltsmässig ist, mit dem Läufer befestigt, verwendet, wird ein Simulationsalgorythmus der verschiedenen Betriebsregimes des Systems mit Synchronmotor und Stromrichter hergestellt.

Die praktischen Ergebnisse zeigen die Korrektheit des hergestellten Algorythmus und die Anwendbarkeit der durch Simulation erhaltenen Ergebnisse.

BETRIEBSSYSTEM
MATHEMATISCHES MODELL

Biloleanu, Al., Colţescu, M.: **Betriebssimulation im dynamischen Regime des Betriebssystems mit Synchronmotor und Stromrichter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 223

In der Arbeit wird ein mathematisches Modell des Betriebssystems mit Synchronmotor und Stromrichter mit unabhängender Schaltung hergestellt. Man bezieht sich auf den schlagartigen Spannungswert, vom Löschungskondensatorenphänomen gleichgerichtet; das mathematische Modell des Gleichrichters, mit dem Läufer befestigt, ist an einem zweiphasisches System verhältsmässig.

ULTRASCHALLVERARBEITUNGSANLAGEN
RAUSCH

Darabont, Al. u.a.: **Rauschabekämpfung an Ultraschallverarbeitungsanlagen.**

E.E.A.— **Electrotehnica 38**, Nr. 5, Juli 1990, S. 227

Es werden einige Lösungen zur Verwirklichung einer angemessenen Arbeitsatmosphäre für das Personal das mit Ultraschallverarbeitungsanlagen arbeitet, indem wirksame Rauschbekämpfungsmethoden verwendet werden, dargestellt.

СОДЕРЖАНИЕ

КОЭФФИЦИЕНТ ВЕСОМОСТИ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Колоши, Т. и др.: **Локально-итеративная линеаризация решения дифференциальных уравнений: коэффициенты $\sigma^{F}_{npj\omega}$... для линейных и нелинейных форм.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, пг. 5, июль 1990 г., стр. 187

В работе представляются значительные аспекты вычисления, интерпретации и применения коэффициента весомости $\sigma^{F}_{npj\omega}$ имея зависимые выражения сколько от числа n повторяемого интегрирования в зависимости от времени t, от уровня p деривации в зивисимости от времени t, от регрессивных порядок, от последнего регрессивного порядка j, а также от выражений коэффициентов F.

ВНУТРЕННОЕ ОСВЕЩЕНИЕ
ВЗАИМООТРАЖЕНИЕ

Динкулеску, П.: **Единое представление многократных ортажений и их значение во внутренном освещений. III-я часть: Методологии и вычислительные выражения рекомендуемые для проектирования и проверки осветительных установок.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 194

Представляются аналитические отношения между осветительными величинами, применяемых при вычислении внутренных осветительных установок (прямые световые потоки и конечные световые потоки, специфические установленные потоки, средные освещения) для разных моделей вычисления осветительной установки. Эти отношения дают возможность перейти к проектирорванию при помощи ЭВМ. Выделяется целесообразность применения упрощенной вычислительной модели, при которой потолок и фриз заменены вогнутой поверхностью, характеризирующей среднем коэффициентом отражения обеих поверхностях.

ПИТАНИЕ ПРИ ПОМОЩИ ШОППЕРОВ
ТРАНСЛЯРОРЫ
ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Войкулеску, Е., Неамцу, М.: **Токовые генераторы в коммутационном режиме для управления шаговых двигателей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 208

В работе описыбаются две питающие линии 65 Вт (I А/65 В), с ультразвуковыми шопперами, для шаговых двигателей двуполюсных и однополюсных, предназначенных для интеграции в гибридную технологию. Представляются, также, цепи управления мощной части: трансляторы HLL/CMOS с повышенном иммунитетом при возмущениях, оптический интерфейс для присоединения к контроллеру и цепь для снижения тока фазы, при которой двигатель замкнут.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЭНЕРГИЯ
НЕСИММЕТРИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ
УРАВНОВЕШЕННЫЕ ПРИЁМНИКИ

Константинеску, И., Голованов, К.: **Активные фильтры для измерения симметрических составляющей напряжения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 216

В работе описываются метод и активные фильтры для измерения симметрических составляющей напряжения: прямые (положительные последовательности), обратные (отрицательные последовательности) и гомополюсные (нулевая последовательность) в трёхфазной неуравновешенной цепи.

ДВУХФАЗНАЯ СИСТЕМА КООРДИНАТ
АЛГОРИФМ МОДЕЛИРОВАНИЯ РАБОЧИХ
РЕЖИМОВ
МАТЕМАТИКЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Бытоляну, А. и др.: **Математическая модель управляющей системы синхронного двигателя и токового инвертёра (преобразователя).**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 220

Применяя математическую модель в соответствии с двухфазной системы координат, присоединенной к ротору, построен алгорифм моделирования разных рабочих режимов управляющей системы со синхронном двигателем и токовым преобразователем. Экспериментальные данные показывают правильность построенного алгорифма и пелесообразность применения полученных результатов при моделированию.

УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Бытоляну, А., Колческу, М.: **Моделирование функционирования в динамическом режиме управляющей системы со синхронном двигателем и преобразователем тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 223

В работе представляется математическая модель управляющей системы со синхронном двигателем и преобразователем тока, с независимым присоединением. Имеется в виду мгновенное значение выпрямленного напряжения и явление загрузки гасительных конденсаторов, математическая модель выпрямителя и преобразователя являясь отнесенными к двухфазной системе, присоединенной к ротору.

УСТАНОВКИ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ОБРАБОТКИ
ШУМ

Дарабонт, Ал. и др.: **Борьба с шумом при установках ультразбуковой обрабоки.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** nr. 5, июль 1990 г., стр. 227

В работе представляются решения осуществления целсообразного рабочего климата для работающих с установками ультразвуковой обработки, применением еффективных методов борьбы с шумом.

CONTENT

BALANCING COEFFICIENTS
DIFERENTIAL EQUATIONS

Coloşi, T. ş.a.: **Local-iterative liniarization of differential equations solution: Balancing coefficients $\sigma^F_{npj\omega}$ for linear and non-linear forms.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** No. 5, July 1990, p. 187

This paper presents some significant aspects regarding the computation, interpretation and utilization of the $\sigma^F_{npj\omega}$ balancing coefficient, having expressions dependent on number n of repeated integrations function of time t, on derivation order p function of time t, on regressive sequences j, or the last regressive sequence ω taken into consideration, and on coefficient expression F.

INTERIOR LIGHTING
INTER-REFLECTIONS

Dinculescu, P.: **A Unitary presentation of inter-reflections and of their considerations in inside lighting.**
Third section: Computational expressions and methodologies recommended in designing and verification of interior lighting installations.

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** No. 5, July 1990, p. 194

Analytical relations between various lighting quantities are established. These quantities are included in the calculations

of inside lighting plants (direct and final luminous flux, specific installed flux, mean illuminance) for different computation models of the lighting plant. The relations provide the computer aided design technique. The utility in using asimplified computation model in which the ceiling and the frieze are replaced by a concave surface characterized by the mean reflectance of the two surfaces, is pointed out.

CHOPPER SUPPLY
TRANSLATORS
STEP BY STEP MOTORS

Voiculescu, E., Neamțu, M.: **Current generators in commutation state for step-by-step motor driving.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, No. 5, july 1990, p. 208

The paper deals with two versions of a 65 W chopper driver, for bipolar and unipolar step motors, to be integrated in thick-film technology. High Logic Level/CMOS translators providing high noise immunity, optical isolation to interface controllers, and plase de-energising when the motor stops, are also described.

ELECTRICAL POWER
NON-SYMMETRICAL STATES
BALANCED RECEIVERS

Constantinescu, I., Golovanov, C.: **Active filters for voltage symmetrical component measuring.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, No. 5, July 1990, p. 216

This article describes a method and some active filters for voltage symmetrical component measuring: direct (positive sequences), reversed (negative sequencies) and homopolar (zero frequency) in the three-phase non-balanced circuit.

TWO-PHASE CO-ORDINATION SYSTEM
FUNCTIONAL STATE SIMULATION ALGORITHM
MATHEMATICAL MODEL

Bitoleanu, Al. ș.a.: **Mathematical model for the driving system with synchronous motor and current inverter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, No. 5, July 1990, p. 220

Using a mathematic model referred to a two phase coordinate system in solidarity with the rotor, a simulating algorithm is developed for the diferent operating duties of the synchronous motor and current inverter driving system. The experimental results show the correctness of the developed algorithm and the utility of the results obtained by simulation.

DRIVING SYSTEM
MATHEMATICAL MODEL

Bitoleanu, Al., Colfescu, M.: **Function simulation in dynamic state of the driving system with synchronous motor and current invester.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, No. 5, July 1990, p. 223

The paper estabilishes a mathematic pattern of the synchronous motor and current inverter driving system, with autonomous swithcing. Is taken account of the rectified voltage instantaneous value and of the quenching capacitor charging phenomenon, the rectifier and inverter mathematic pattern being referred to a two-phase system which is solidar to the rotor.

SUPERSOUND EQUIPMENT
FIGHTING AGAINST NOISE

Darabont, Al. a.o.: **Fighting against noise at the supersound equipment used in industry.**

E E A —**Electrotehnica 38**, No. 5, july 1990, p. 227

The paper presents several solutions for realization of a working climate to the personnel which work with supersound equipment, by means of efficient methods for fighting against noise.

SOMMAIRE

TAUX DE PONDÉRATION
EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES

Coloși, T. et al.: **Linéarisation locale — itérative de la solution des équations différentielles : les taux $\sigma^F_{npj\omega}$ . . . pour formes linéaires et non-linéaires.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 187

L'ouvrage présente des aspects importants se référant au calcul, à l'interprétation et à l'application du taux de pondération $\sigma^F_{npj\omega}$ ... dont les expressions dépendent aussi bien du nombre n des intégrations répétées par rapport au temps t, de l'ordre p de dérivation par rapport au temps t, des séquences régressives j, de la dernière séquence régressive ω prise en considération ainsi que des expressions des coefficients F.

ÉCLAIRAGE INTERIEUR
INTER-RÉFLEXIONS

Dinculescu, P.: **Présentation unitaire des inter-réflexions et de leur considération dans l'éclairage intérieur.**
III-ème Partie : Méthodologies et expressions de calcul recommandées pour concevoir et vérifier les installations d'éclairage intérieur.

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 194

On détermine les relations analytiques entre les grandeurs intervenant dans le calcul des installations d'éclairage intérieur (flux lumineuse directs et finaux, flux spécifiques installés, éclairements moyens) pour divers modèles de calcul de l'installation d'éclairage. Ces relations rendent possible la conception assistée par ordinateur. On y met en évidence l'utilité de l'application du modèle de calcul simplifié où le plafond et la frise sont remplacés par une surface concave caracterisée par le facteur de réflexion moyene des deux surfaces.

ALIMENTATION PAR HÂCHEURS
TRANSLATEURS
MOTEURS PAS À PAS

Voiculescu, E., Neamțu, M.: **Générateurs de courant en régime de découpage pour la commande des moteurs pas à pas.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 208

L'ouvrage décrit deux sources d'alimentation à 65 W (1 A/65 V), à hâcheurs ultra-sonores, pour moteurs pas à pas bipolaires et unipolaires, utilisables pour l'intégration en technologie hybride.

On y présente également les circuits de commande du bloc de puissance : translateurs HLL/CMOS à immunité accrue aux perturbations, interface optique pour connexion au controller et circuit-limiteur du courant en phase lorsque le moteur ne fonctionne pas.

ÉNERGIE ÉLECTRIQUE
REGIMES NON-SYMETRIQUES
RÉCEPTEURS EQUILIBRÉS

Constantinescu, I., Golovanov, C. : **Filtres actifs pour mesurer les composantes symétriques de tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 216

L'article décrit une méthode et des filtres actifs pour mesurer les composantes symétriques de tension par : mesure directe (séquences positives), mesure inverse (séquences négatives) et mesure homoplaire (séquence zéro) en cirquit non-equilibré triphasé.

SYSTEME BIPHASÉ DE COORDONNÉES
ALGORITHME POUR SIMULER LES RÉGIMES DE FONCTIONNEMENT
MODÈLE MATHÉMATIQUE

Bitoleanu, Al. et al. : **Modèle mathématique du système d'entraînement par moteur synchrone et inverseur de courant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 220

Tout en mettant en oeuvre un modèle mathématique se rapportant à un système biphasé de coordonnées, solidaire au rotor, on y élabore un algorithme pour simuler les divers régimes de fonctionnement du système d'entraînement par moteur synchrone et inverseur de courant.
Les résultats expérimentaux confirment la correctitude de l'algorithme élaboré et l'utilité des résultats obtenus par simulation.

SYSTEME D'ENTRAÎNEMENT
MODÈLE MATHÉMATIQUE

Bitoleanu, Al., Colţescu, M. : **Simulation du fonctionnement en régime dynamique du système d'entraînement par moteur synchrons et inverseur de courant.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 223

Dans l'ouvrage on établit un modèle mathématique du système d'entraînement par moteur synchrone et inverseur de courant, à commutation indépendante. On tient compte de la valeur instantanée de la tension redressée et du phénomène de charge des condensateurs d'extinction, le modèle mathématique du redresseur et de l'inverseur étant rapporté à un système biphasé solidaire au rotor.

INSTALLATION D'USINAGE À ULTRA-SON
BRUIT

Darabont, Al. et. al. : **La lutte contre le bruit aux installations d'usinage à ultra-son.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, no. 5, juillet 1990, pg. 227

L'ouvrage présente quelques solutions de mise en forme d'un climat de travail adéquant pour le personnel qui travaille avec des installations d'usinage a ultra-son, par l'application de certaines methodes efficientes pour lutter contre le bruit.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ELECTROTEHNICA nr. 5

COEFICIENT DE PONDERARE
ECUAŢII DIFERENŢIALE

Liniarizarea local-iterativă a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale: Coeficienţii $\sigma^{F}_{npj\omega}$ ... pentru forme liniare şi neliniare

TIBERIU COLOŞI, ALEXANDRU VANCEA, CLEMENT FEŞTILĂ, TIBERIU LEŢIA, DANA HURUBĂ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

În continuarea lucrărilor [1, 2 şi 3] unde se prezintă procedeul şi unele aplicaţii ale liniarizării local-iterative (L.L.I.) a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale cu coeficienţi constanţi, această lucrare tratează cazul general al aproximării numerice de forma :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \overset{n}{\cdots} \int F \cdot \frac{d^{p}v}{dt^{p}} \cdot dt^{n} \cong \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{F}_{npj\omega\ldots} \cdot v_{k-j}, \quad (1)$$

care, aşa cum s-a arătat, intră în componenţa acestei metode. Cu $v = v(t)$ s-a notat o variabilă care poate fi un semnal de intrare $i = i(t)$, un semnal de stare $x = x(t)$ sau un semnal de ieşire $e = e(t)$.

Cazul general sus-amintit se referă la coeficientul F, care se consideră :

a — fie $F = \text{const}$, aşa cum s-a tratat în lucrările [1, 2] şi [3] pentru sisteme liniare invariante în timp ;

b — fie $F = F(t)$, $F = F[i(t)]$, sau $F = F[t, i(t)]$, pentru sisteme liniare variante în timp ;

c — fie $F = F[\ldots, x(t)]$, sau $F = F[\ldots, e(t)]$, pentru sisteme neliniare, unde notaţia $[\ldots,]$ mai poate include şi variabilele independente t sau/şi $i(t)$.

Desigur pentru (1), condiţiile iniţiale se consideră cunoscute, $F = F(\ldots)$ este o funcţie continuă şi derivabilă în raport cu timpul, iar intervalul elementar de integrare $\Delta t = 2 \cdot \delta t$ se alege suficient de mic.

Prezenta lucrare expune cîteva aspecte semnificative de calcul de interpretare şi de utilizare ale coeficientului de ponderare $\sigma^{F}_{npj\omega\ldots}$, avînd expresii dependente atît de numărul n al integrărilor repetate în raport cu timpul t, de ordinul p de derivare în raport cu timpul t, de secvenţele regresive j, de ultima secvenţă regresivă ω luată în considerare, precum şi de expresiile coeficienţilor F, enumerate la punctele a, b şi c de mai sus.

1. Calculul coeficienţilor $\sigma^{F}_{npj\omega\ldots}$.

Principalele etape de calcul sînt :

1.1 Se notează integrandul lui (1) sub forma :

$$F \cdot \frac{d^{p}v}{dt^{p}} = F \cdot \overset{(p)}{v} = \Psi(t), \quad (2)$$

care se descompune în serie Taylor, în jurul momentului pivot t_k, respectiv :

$$\Psi(t) = \Psi(t_k + \theta) = \Psi_k(\theta) = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\theta^{q}}{q!} \cdot \overset{(q)}{\Psi}_k, \quad (3)$$

unde θ se consideră suficient de mic.

1.2 Se procedează la integrarea repetată a lui (3) în raport cu θ, adică :

$$\int \Psi_k(\theta) d\theta = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\theta^{q+1}}{(q+1)!} \cdot \overset{(q)}{\Psi}_k + \Gamma_1, \quad (4)$$

$$\iint \Psi_k(\theta) d\theta^2 = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\theta^{q+2}}{(q+2)!} \cdot \overset{(q)}{\Psi}_k + \Gamma_1 \cdot \frac{\theta}{1!} + \Gamma_2, \quad (5)$$

. . . . . .

* Autorii sînt cadre didactice la Institutul Politehnic — Cluj-Napoca.

$$\int_{\cdots}^{n}\int \Psi_k(\theta)d\theta^n = \sum_{q=0}^{\infty}\frac{\theta^{q+n}}{(q+n)!}\overset{(q)}{\Psi}_k + \sum_{\lambda=1}^{n}\Gamma_\lambda\cdot\frac{\theta^{n-\lambda}}{(n-\lambda)!}, \quad (6)$$

unde pentru $q=0$, corespunde $\overset{(q)}{\Psi}_k = \overset{(0)}{\Psi}_k = \Psi_k$.

Constantele de integrare Γ_λ se calculează considerînd (4), (5) și (6) în momentul începerii integrării, adică la $t = t_k - \delta t$, respectiv $\theta = -\delta t$ și $d\theta = 0$, caz în care rezultă :

$$\Gamma_1 = -\sum_{q=0}^{\infty}\frac{(-\delta t)^{q+1}}{0!\,q!\,(q+1)}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k, \quad (7)$$

$$\Gamma_2 = \sum_{q=0}^{\infty}\frac{(-\delta t)^{q+2}}{1!\,q!\,(q+2)}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k, \quad (8)$$

. . . . . .

$$\Gamma_\lambda = (-1)^\lambda\cdot\sum_{q=0}^{\infty}\frac{(-\delta t)^{q+\lambda}}{(\lambda-1)!\,q!\,(q+\lambda)}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k. \quad (9)$$

1.3 Se calculează integrala repetată și definită între limitele $t_k \pm \delta t$. În acest scop se operează cu forma generală (6) și constantele de integrare (7), (8)...(9), astfel încît :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int_{\cdots}^{n}\Psi(t)dt^n = \int_{-\delta t}^{\delta t}\int_{\cdots}^{n}\Psi_k(\theta)\cdot d\theta^n =$$

$$= \left|\sum_{q=0}^{\infty}\frac{\theta^{q+n}}{(q+n)!}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k + \sum_{\lambda=1}^{n-1}\Gamma_\lambda\cdot\frac{\theta^{n-\lambda}}{(n-\lambda)!}\right|_{\theta=-\delta t}^{\theta=\delta t}. \quad (10)$$

1.4 Introducînd substituțiile de mai sus, după calcule se obține :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int_{\cdots}^{n}\Psi(t)dt^n = \sum_{q=0}^{\infty}\left|\frac{\theta^{q+n}}{(q+n)!} + \sum_{\lambda=1}^{n-1}(-1)^\lambda\cdot\frac{(-\delta t)^{\lambda+q}}{(\lambda-1)!\,q!\,(\lambda+q)}\cdot\frac{\theta^{n-\lambda}}{(n-\lambda)!}\right|_{\theta=-\delta t}^{\theta=\delta t}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k, \quad (11)$$

unde $\overset{(q)}{\Psi}_k = \left(\frac{d^q\Psi}{dt^q}\right)_{t=t_k}$. Rezultatul (11) reprezintă expresia generală de integrare n-multiplă și definită (între limitele $t_k \pm \delta t$), cu care se va opera în continuare sub diferite forme trunchiate.

De exemplu, pentru $n = 1$ și $q = 6$ se obține :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\Psi(t)dt = \Delta t\left(\Psi_k + \frac{\Delta t^2}{24}\cdot\overset{(2)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^4}{1920}\cdot\overset{(4)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^6}{322560}\cdot\overset{(6)}{\Psi}_k + \cdots\right), \quad (12)$$

iar pentru $n = 2, 3, 4$ și $q = 4$ rezultă respectiv :

$$\iint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\Psi(t)\cdot dt^2 = \Delta t^2\cdot\left(\frac{1}{2}\Psi_k - \frac{\Delta t}{12}\cdot\overset{(1)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^2}{48}\cdot\overset{(2)}{\Psi}_k - \frac{\Delta t^3}{480}\overset{(3)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^4}{3840}\overset{(4)}{\Psi}_k - \cdots\right), \quad (13)$$

$$\iiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\Psi(t)dt^3 = \Delta t^3\cdot\left(-\frac{1}{6}\Psi_k - \frac{\Delta t}{24}\overset{(1)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^2}{120}\overset{(2)}{\Psi}_k - \frac{\Delta t^3}{960}\overset{(3)}{\Psi}_k + \frac{\Delta t^4}{8920}\cdot\overset{(4)}{\Psi}_k - \cdots\right), \quad (14)$$

$$\iiiint_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\Psi(t)\cdot dt^4 = \Delta t^4\cdot\left(\frac{1}{24}\cdot\Psi_k - \frac{\Delta t}{80}\overset{(1)}{\Psi}_k + \frac{7\cdot\Delta t^2}{2\,880}\cdot\overset{(2)}{\Psi}_k - \frac{13\cdot\Delta t^3}{40\,320}\overset{(3)}{\Psi}_k + \frac{11\cdot\Delta t^4}{322\,560}\cdot\overset{(4)}{\Psi}_k - \ldots\right). \quad (15)$$

Pentru $0 < \Delta t < 1$, aceste formule realizează erori de trunchiere neglijabile, cu observația că (12) asigură în plus și eliminarea tuturor termenilor conținînd derivate impare.

1.5. Ca urmare expresia generală (11), ca și exemplele (12), ...(15), se pot scrie sub forma condensată :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int_{\cdots}^{n}\Psi(t)dt^n = \Delta t^n\cdot\sum_{q=0}^{\infty}\Delta t^q\cdot\tau_{nq}\cdot\overset{(q)}{\Psi}_k, \quad (16)$$

unde τ_{nq} sînt coeficienți fracționari constanți, dependenți de numărul n al integrărilor repetate și de ordinul derivatelor integrandului pe care-l multiplică.

1.6. În (16) se introduc, după caz, substituțiile :

a) $$\overset{(q)}{\Psi}_k = \sum_{r=0}^{q}C_q^r\cdot\overset{(q-r)}{F}_k\cdot\overset{(p+r)}{v}_k, \quad (17)$$

unde $C_q^r = \binom{q}{r} = \frac{q!}{r!\,(q-r)!}$, reprezintă combinări de q elemente luate cîte r.

$$\text{b)} \quad \overset{(p+r)}{v_k} \cong \frac{1}{\Delta t^{p+r}} \cdot \sum_{j=0}^{\omega} \delta_{p+r,\,j,\,\omega} \cdot v_{k-j}, \tag{18}$$

ceea ce reprezintă aproximarea numerică a derivatei $\overset{(p+r)}{v_k} = \left(\frac{dv^{p+r}}{dt^{p+r}}\right)_{t_k}$, cu un număr de ω secvenţe represive ($\omega \geqslant p + r$), iar: $v_{k-j} = v(t_k - j \cdot \Delta t)$. Coeficienţii de derivare $\delta_{p+r,\,j,\,\omega}$, sînt constante fracţionare, dependente de ordinul $(p + r)$ al derivatei, de secvenţa regresivă j şi de ultima secvenţă regresivă ω.

$$\text{c)} \quad \overset{(q-r)}{F_k} \cong \frac{1}{\Delta t^{q-r}} \cdot \sum_{s=1}^{\omega} \varepsilon_{q-r,\,s,\,\omega} \cdot F_{k-s}, \tag{19}$$

corespunde cu extrapolarea numerică a derivatei $\overset{(q-r)}{F_k} = \left(\frac{dF^{q-r}}{dt^{q-r}}\right)_{t_k}$ cu un număr de ω secvenţe regresive ($\omega \geqslant q - r$), iar $F_{k-s} = F(t_k - s\Delta t)$. Coeficienţii de extrapolare $\varepsilon_{q-r\ s,\,\omega}$ sînt constante fracţionare, dependente de ordinul $(q - r)$ al derivatei, de secvenţa regresivă s şi de ultima secvenţă regresivă.

1.7. După calculele efectuate în baza substituţiilor de mai sus, se obţine rezultatul (1), pentru care coeficienţii de ponderare prezintă forma generală:

$$\sigma^F_{npj\omega\ldots} = \sum_{s=0}^{\omega} \Delta t^s \cdot \varphi_{npjs\omega} \cdot \overset{(s)}{F_k}, \tag{20}$$

unde coeficienţii de calcul (sub forma constantelor fracţionare) prezintă expresia generală:

$$\varphi_{npjs\omega} = \sum_{q=s}^{\omega} C_q^{q-s} \cdot \tau_{nq} \cdot \delta_{p+q-s,\,j,\,\omega}. \tag{21}$$

1.8. Aceste rezultate se particularizează pentru următoarele trei cazuri (expuse şi în introducere):

a) $F = \text{const}$

$$\sigma^F_{npj\omega L} = \varphi_{npj_0\omega} \cdot F, \tag{22}$$

unde $\varphi_{npj_0\omega}$ rezultă din (21) pentru $s = 0$ şi $C_q^q = 1$, respectiv:

$$\varphi_{npj_0\omega} = \tau_{nq} \cdot \delta_{p+q,\,j,\,\omega}. \tag{23}$$

$$\text{b)} \quad \frac{F = F(t),\ F = F[i(t)] \text{ sau } F = F[t,\ i(t)]}{\sigma^F_{npj\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{npju\omega T} \cdot F_{k-u}}, \tag{24}$$

unde:

$$\varphi_{npju\omega T} = \sum_{s=0}^{\omega} \varphi_{npjs\omega} \cdot \delta_{su\omega}, \tag{25}$$

cu observaţia că $\varphi_{npjs\omega}$ corespunde cu (21), iar coeficienţii (constanţi şi fracţionari) de derivare $\delta_{su\omega}$ se referă la ordinul s al derivatei, la secvenţa regresivă u, cu ultima secvenţă regresivă ω luată în considerare.

$$\text{c)} \quad \frac{F = F[\ldots, x(t)] \text{ sau } F = F[\ldots e(t)]}{\sigma^F_{npj\omega N} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{npju\omega N} \cdot F_{k-u}}, \tag{26}$$

unde:

$$\varphi_{npju\omega N} = \sum_{s=0}^{\omega} \varphi_{npjs\omega} \cdot (\delta_{su\omega} + \delta_{so\omega} \cdot \varepsilon_{ou\omega}), \tag{27}$$

cu observaţia că $\varphi_{npjs\omega}$ corespunde cu (21), iar cei trei indici ai coeficienţilor (constanţi şi fracţionari) din paranteză, corespund (de la stînga spre dreapta) cu ordinul derivatei în raport cu timpul, cu secvenţa regresivă, respectiv cu ultima secvenţă regresivă (ω) luată în considerare.

Ca urmare notarea iniţială $\sigma^F_{npj\omega\ldots}$ poate fi completată cu $\sigma^F_{npj\omega L}$, $\sigma^F_{npj\omega T}$, sau $\sigma^F_{npj\omega N}$ după cum aceşti coeficienţi se referă la sisteme liniare invariante în timp, variante în timp, respectiv sisteme neliniare, conform celor prezentate în introducere.

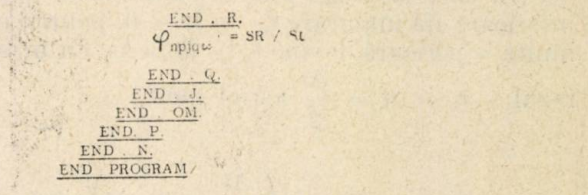


Fig. 1

Pentru stabilirea coeficienţilor $\sigma^F_{npj\omega L}$, $\sigma^F_{npj\omega T}$ şi $\sigma^F_{npj\omega N}$ definiţi în (22), (24) respectiv (26), a fost elaborat un program de calcul al coeficienţilor $\varphi_{npj_0\omega}$, $\varphi_{npju\omega T}$ şi $\varphi_{npju\omega N}$ pe baza relaţiilor (23), (25) respectiv (27). Programul a fost scris în limbaj PASCAL şi prezintă algoritmul simplificat din figura 1.

Semnificaţia variabilelor este următoarea: N — ordinul ecuaţiei diferenţiale; P — ordi-

nul derivatei din componenţa integrandului; OM — ultima secvenţă regresivă; J, Q, R — indici (contoare) de sumare; SR, SI — numărătorul, respectiv numitorul fracţiei care defineşte coeficienţii $\varphi_{npjq\omega...}$. Programul conţine cinci cicluri, cu număr cunoscut de paşi. Rularea acestui program (elaborat atît în PASCAL, cît şi în BASIC) furnizează întregul set de coeficienţi $\varphi_{npjq\omega...}$ necesari. Se pot obţine atît valorile efective zecimale (dacă se lasă în program instrucţiunea de atribuire $\varphi := SR/SI$) sau se pot obţine valorile întregi separate ale numitorului şi numărătorului (SI, respectiv SR). Pentru creşterea preciziei este recomandată a doua variantă.

Execuţia programului s-a făcut pe familia de microcalculatoare româneşti, care folosesc sistemul de operare CP/M (M18, M118, TELEROM-P, CUB-Z), precum şi pe un calculator personal COMMODORE 64. Toate diferenţele absolute rezultate între valorile calculate pentru coeficienţii $\varphi_{npjq\omega...}$ nu au depăşit 10^{-9}, ceea ce în calculele ulterioare nu a avut nici o repercusiune practică asupra rezultatelor.

Coeficienţii $\varphi_{npj\omega}$, $\varphi_{npju\omega T}$ şi $\varphi_{npju\omega N}$ astfel calculaţi, au fost intabelaţi pentru $n = 1, 2, \ldots \ldots 8$, $p = 0, 1, 2, \ldots 8$, $\omega = 2, 3, \ldots 8$, cu observaţia că $p \leqslant n \leqslant \omega$. În acest scop au fost, în prealabil, calculaţi şi memoraţi coeficienţii τ_{nq} rezultaţi din (11), coeficienţii de derivare $\delta_{pj\omega}$ necesari în (18) şi coeficienţii de extrapolare $\varepsilon_{oj\omega}$ necesari în (19).

2. Verificarea coeficienţilor $\sigma^F_{npj\omega...}$

Volumul mare de date iniţiale necesar a fi introduse şi prelucrate, pe baza unui program de calcul destul de laborios, a justificat elaborarea şi utilizarea unui program de verificare a rezultatelor obţinute.

În acest scop se urmăreşte calculul aproximării numerice prin L.L.I., bazată pe (1), pentru care se aleg: $F = t^\omega$, $v = t^p$, iar limita inferioară de integrare $t_k - \delta t = 0$, pentru care limita superioară devine $t_k + \delta t = \Delta t$. Ca urmare rezultă $t_k = \delta t = \dfrac{\Delta t}{2}$ astfel încît:

$$F_{k-u} = t^\omega_{k-u} = \left(\frac{\Delta t}{2} - u \cdot \Delta t\right)^\omega =$$

$$= (1 - 2u)^\omega \cdot \frac{\Delta t^\omega}{2^\omega}, \qquad (28)$$

respectiv:

$$v_{k-j} = t^p_{k-j} = \left(\frac{\Delta t}{2} - j\Delta t\right)^p = (1 - 2j)^p \cdot \frac{\Delta t^p}{2^p}. \qquad (29)$$

Cu aceste precizări, se poate opera cu formulele (22), (24) şi (26), care introduse în (1), conduc la aproximările numerice prin L.L.I., sus amintite.

Se compară rezultatul astfel aproximat cu soluţia analitică respectivă, care devine:

$$\int_0^{\Delta t} \cdots \int_0^{n} F \cdot \overset{(p)}{v} \cdot dt^n =$$

$$= \frac{p(p-1)(p-2)\ldots 2 \cdot 1}{(\omega+1)(\omega+2)\ldots(\omega+n)} \cdot \Delta t^{\omega+n}, \qquad (28)$$

deoarece:

$$\overset{(p)}{v} = p(p-1)\ldots 2 \cdot 1. \qquad (30)$$

Cu ocazia acestor verificări, s-au găsit cîteva greşeli de introducere a unor date iniţiale de calcul. În final, verificarea tuturor coeficienţilor $\sigma^F_{npj\omega..}$ pentru $n = 1, 2, \ldots 7$, $p = 0, 1, 2, \ldots 7$, $\omega = 2, 3, \ldots 7$, cu observaţia $p \leqslant n \leqslant \omega$, au condus practic la identitatea rezultatelor sau la erori de ordinul 10^{-8} considerate a fi neglijabile.

3. Exemple

Se consideră ecuaţia diferenţială neliniară de forma:

$$a_0 e + a_1 \dot{e} + \ddot{e} = b_0 i + b_1 \dot{i} + b_2 \ddot{i}, \qquad (31)$$

unde notaţia F... pentru coeficienţi s-a înlocuit cu: $a_0 = a_0[e(t)]$, $a_1 = a_1(t)$, $b_0 = b_0[t, i(t), e(t)]$, $b_1 = b_1[t, i(t)]$ şi $b_2 = \text{const}$.

Exemplul 1. Procedeul liniarizării local-iterative se aplică ecuaţiei (31), în ipoteza relaţiilor intrare—ieşire. Ca urmare, se procedează la:

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int\int (a_0 e + a_1 \dot{e} + \ddot{e})\,dt^2 = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t}\int\int (b_0 i + b_1 \dot{i} + b_2 \ddot{i})\,dt^2, \qquad (32)$$

din care rezultă:

$$\sum_{j=0}^{\omega} (\Delta t^2 \cdot \sigma^{a_0}_{20j\omega N} + \Delta t \cdot \sigma^{a_1}_{21j\omega T} + \sigma^{1}_{22j\omega L}) e_{k-j} \cong$$

$$\cong \sum_{j=0}^{\omega} (\Delta t^2 \cdot \sigma^{b_0}_{20j\omega N} + \Delta t \cdot \sigma^{b_1}_{21j\omega T} + \sigma^{b_2}_{22j\omega L}) i_{k-j}. \qquad (33$$

Ca urmare se obține forma liniarizată local-iterativă (în imediata vecinătate a momentului pivot t_k, respectiv $t_k \pm \delta t$):

$$e_k = g_k \cdot i_k + h_k, \tag{34}$$

unde:

$$g_k = \frac{\Delta t^2 \cdot \sigma^{b_0}_{200\omega_N} + \Delta t \cdot \sigma^{b_1}_{210\omega_T} + \sigma^{b_2}_{220\omega_L}}{\Delta t^2 \cdot \sigma^{a_0}_{200\omega_N} + \Delta t \cdot \sigma^{a_1}_{210\omega_T} + \sigma^{1}_{220\omega_L}} \tag{35}$$

și:

$$h_k = \sum_{k=1}^{\omega} \frac{[(\Delta t^2 \cdot \sigma^{b_0}_{20j\omega_N} + \Delta t \cdot \sigma^{b_1}_{21j\omega_T} + \sigma^{b_2}_{22j\omega_L}) i_{k-j} - \ldots}{\Delta t^2 \cdot \sigma^{a_0}_{200\omega_N} + \Delta t + \sigma^{a_1}_{210\omega_T} + \sigma^{1}_{220\omega_L}}$$

$$\ldots \frac{- (\Delta t^2 \cdot \sigma^{a_0}_{20j\omega_N} + \Delta t \cdot \sigma^{a_1}_{21j\omega_T} + \sigma^{1}_{22j\omega_L}) e_{k-j}]}{}. \tag{36}$$

Notația g_k reprezintă coeficientul de transfer în momentul t_k, iar h_k corespunde cu răspunsul liber în momentul t_k. Termenul $g_k \cdot i_k$ din (34) se consideră, ca urmare, răspunsul forțat în momentul t_k.

Expresiile coeficienților $\sigma^F_{2pi\omega}$ de mai sus, se bazează pe relațiile (22), (24) și (26), după cum urmează:

$$\sigma^1_{22j\omega L} = \varphi_{22j0\omega}, \tag{37}$$

$$\sigma^{b_2}_{22j\omega L} = \varphi_{22j0\omega}\, b_2, \tag{38}$$

$$\sigma^{a_1}_{21j\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{21ju\omega T} \cdot a_{1,\,k-u}, \tag{39}$$

$$\sigma^{b_1}_{21j\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{21ju\omega T} \cdot b_{1,k-u}, \tag{40}$$

$$\sigma^{a_0}_{20j\omega N} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{20ju\omega N} \cdot a_{0,k-u} \tag{41}$$

$$\sigma^{b_0}_{20j\omega N} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{20ju\omega N} \cdot b_{0,k-u}, \tag{42}$$

unde:

$$a_{1,k-u} = a_1(t_k - u \cdot \Delta t),\ b_{1,k-u} =$$

$$= b_1[t_k - u \cdot \Delta t,\ i(t_k - u \cdot \Delta t)],$$

$$a_{0,k-u} = a_0[e(t_k - u \cdot \Delta t)] \text{ și } b_{0,k-u} =$$

$$= b_0[t_k - u \cdot \Delta t,\ i(t_k - u \cdot \Delta t),\ e(t_k -$$

$$- u \cdot \Delta t)],$$

cu observația că $\Delta t = 2 \cdot \delta t$ este intervalul de integrare, considerat constant și suficient de mic între două secvențe succesive.

În tabelul 1 se prezintă, pentru $\omega = 3$ și $j = 0, 1, 2, 3$, expresiile fracționare constante ale coeficienților φ_{22j03}, φ_{21ju3T} pentru $u = 0, 1, 2, 3$ și φ_{20ju3N} pentru $u = 1, 2, 3$ calculate conform relațiilor (23), (25) și respectiv (27).

Tabelul 1

$\varphi_{22003} = \frac{11}{12}$	$\varphi_{22103} = -\frac{9}{4}$	$\varphi_{22203} = \frac{7}{4}$	$\varphi_{22303} = -\frac{5}{12}$
$\varphi_{21003T} = \frac{367}{540}$	$\varphi_{21013T} = \frac{317}{2880}$	$\varphi_{21023T} = -\frac{1}{45}$	$\varphi_{21033T} = \frac{29}{8640}$
$\varphi_{21103T} = -\frac{5143}{2880}$	$\varphi_{21113T} = -\frac{7}{160}$	$\varphi_{21123T} = -\frac{1}{64}$	$\varphi_{21133T} = \frac{7}{1440}$
$\varphi_{21203T} = \frac{191}{360}$	$\varphi_{21213T} = -\frac{29}{320}$	$\varphi_{21223T} = \frac{1}{20}$	$\varphi_{21233T} = -\frac{31}{2880}$
$\varphi_{21303T} = -\frac{1027}{8640}$	$\varphi_{21313T} = \frac{7}{288}$	$\varphi_{21323T} = -\frac{7}{576}$	$\varphi_{21333T} = \frac{11}{4320}$

$\varphi_{20013N} = \frac{3229}{2880}$	$\varphi_{20023N} = -\frac{793}{720}$	$\varphi_{20033N} = \frac{1057}{2880}$
$\varphi_{20113N} = \frac{77}{320}$	$\varphi_{20123N} = -\frac{19}{160}$	$\varphi_{20133N} = \frac{29}{960}$
$\varphi_{20213N} = -\frac{19}{320}$	$\varphi_{20223N} = -\frac{1}{80}$	$\varphi_{20233N} = -\frac{1}{960}$
$\varphi_{20313N} = \frac{29}{2880}$	$\varphi_{20323N} = -\frac{1}{1440}$	$\varphi_{20333N} = -\frac{1}{2880}$

Exemplul 2. Procedeul liniarizării local-iterative se aplică tot ecuației (31), în ipoteza relațiilor intrare—stare—ieșire, pentru care se aleg variabilele de stare : $x_1 = e$ și $x_2 = \dot{x}_1 = \dot{e}$, la care se adaugă notațiile $i_1 = i$, $i_2 = \dot{i}_1 = \dot{i}$ și $i_3 = \dot{i}_2 = \ddot{i}$. Ca urmare :

$$\dot{x}_2 = \ddot{e} = -a_0 x_1 - a_1 x_2 + b_0 i_1 + b_1 i_2 + b_2 i_3,$$

astfel încît ecuația (31) poate fi prezentată sub forma :

$$\left|\begin{array}{c} \dot{x}_1 \\ \hline \dot{x}_2 \end{array}\right| = \left|\begin{array}{c|c} 0 & 1 \\ \hline -a_0 & -a_1 \end{array}\right| \cdot \left|\begin{array}{c} x_1 \\ \hline x_2 \end{array}\right| +$$

$$+ \left|\begin{array}{c|c|c} 0 & 0 & 0 \\ \hline b_0 & b_1 & b_2 \end{array}\right| \cdot \left|\begin{array}{c} i_1 \\ \hline i_2 \\ \hline i_3 \end{array}\right|, \qquad (43)$$

sau :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{i}, \qquad (44)$$

unde :

$$\boldsymbol{x} = \left|\begin{array}{c} x_1 \\ \hline x_2 \end{array}\right|; \quad \boldsymbol{i} = \left|\begin{array}{c} i_1 \\ \hline i_2 \\ \hline i_3 \end{array}\right|; \quad \boldsymbol{A} = \qquad (45)$$

(46)

$$= \left|\begin{array}{c|c} 0 & 1 \\ \hline -a_0 & -a_1 \end{array}\right|; \quad \boldsymbol{B} = \left|\begin{array}{c|c|c} 0 & 0 & 0 \\ \hline b_0 & b_1 & b_2 \end{array}\right| \qquad (47)$$

(48)

Conform metodei L.L.I., se procedează la :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \dot{\boldsymbol{x}}\, dt = \int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} (\boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{i})dt, \qquad (49)$$

care se aproximează sub forma :

$$\sum_{j=0}^{\omega} \boldsymbol{\sigma}_{11j\omega}^{1}\, \boldsymbol{x}_{k-j} \cong \Delta t \cdot \sum_{j=0}^{\omega} \boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{A}k} \cdot \boldsymbol{x}_{k-j} + \Delta t \sum_{j=0}^{\omega} \boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{B}k} \cdot \boldsymbol{i}_{k-j}, \qquad (50)$$

unde $\sigma_{11j\omega}^{1}$ este un scalar, corespunzător lui $F = 1$, iar $\boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{A}k}$ și $\boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{B}k}$ sînt matrice, avînd dimensiunile lui $\boldsymbol{A}$, respectiv $\boldsymbol{B}$.

Ca urmare :

$$\boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{A}k} = \left|\begin{array}{c|c} 0 & \sigma_{10j\omega}^{1} \\ \hline \sigma_{10j\omega}^{-a_0} & \sigma_{10j\omega}^{-a_1} \end{array}\right| \text{ și } \boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{B}k} =$$

$$= \left|\begin{array}{c|c|c} 0 & 0 & 0 \\ \hline \sigma_{10j\omega}^{b_0} & \sigma_{10j\omega}^{b_1} & \sigma_{10j\omega}^{b_2} \end{array}\right|. \qquad (51)$$

(52)

Din (50) rezultă forma (vectorial-matriceală) liniarizată local-iterativ (în imediata vecinătate a momentului-pivot t_k, respectiv $t_k \pm \delta t$) :

$$\boldsymbol{x}_k = \boldsymbol{G}_{xk} \cdot \boldsymbol{i}_k + \boldsymbol{H}_{xk}, \qquad (53)$$

unde matricea coeficienților de transfer în momentul t_k corespunde cu :

$$\boldsymbol{G}_{xk} = (\sigma_{110\omega}^{1} \cdot \boldsymbol{1} - \Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{100\omega}^{\boldsymbol{A}k})^{-1} \cdot \Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{100\omega}^{\boldsymbol{B}k} =$$

$$= \boldsymbol{\Gamma}_k^{-1} \cdot \Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{100\omega}^{\boldsymbol{B}k}, \qquad (54)$$

iar vectorul răspunsului liber, în momentul t_k este :

$$\boldsymbol{H}_{xk} = \boldsymbol{\Gamma}_k^{-1} \cdot \sum_{j=1}^{\omega} [\Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{B}k} \cdot \boldsymbol{i}_{k-j} +$$

$$+ (\Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{10j\omega}^{\boldsymbol{A}k} - \sigma_{11j\omega}^{1}\, \boldsymbol{1})\boldsymbol{x}_{k-j}]. \qquad (55)$$

Cu $\boldsymbol{\Gamma}_k$ s-a notat matricea caracteristică, respectiv :

$$\boldsymbol{\Gamma}_k = (\sigma_{110\omega}^{1} \cdot \boldsymbol{1} - \Delta t \cdot \boldsymbol{\sigma}_{100\omega}^{\boldsymbol{A}k}) = \left|\begin{array}{c|c} \gamma_{11} & \gamma_{12} \\ \hline \gamma_{21k} & \gamma_{22k} \end{array}\right|, \qquad (56)$$

unde $\boldsymbol{1}$ este matricea-unitate, cu aceleași dimensiuni ca și matricea pătrată $\boldsymbol{A}$, respectiv (2×2), iar $\gamma_{11} = \sigma_{110\omega L}^{1}$, $\gamma_{12} = -\Delta t \cdot \sigma_{100\omega L}^{1}$, $\gamma_{21k} = -\Delta t \cdot \sigma_{100\omega N}^{-a_0}$ și $\gamma_{22k} = \sigma_{110\omega L}^{1} - \Delta t \cdot \sigma_{100\omega T}^{-a_1}$.

Ca urmare :

$$\boldsymbol{\Gamma}_k^{-1} = \frac{1}{\det \boldsymbol{\Gamma}_k} \cdot \left|\begin{array}{c|c} \gamma_{22k} & -\gamma_{12} \\ \hline -\gamma_{12k} & \gamma_{11} \end{array}\right|, \qquad (57)$$

unde :

$$\det \boldsymbol{\Gamma}_k = \gamma_{11} \cdot \gamma_{22k} - \gamma_{12} \cdot \gamma_{21k} = 0, \qquad (58)$$

reprezintă ecuația caracteristică la momentul t_k.

Operînd cu acest rezultat, precum și cu (51), (52), care se introduc în (54) și (55) și notînd cu :

$$\chi_{1k} = \sum_{j=1}^{\omega} (-\sigma^{1}_{11j\omega} \cdot x_{1,k-j} + \Delta t \cdot \sigma^{1}_{10j\omega} \cdot x_{2,k-j}) \quad (59)$$

și :

$$\chi_{2k} = \sum_{j=1}^{\omega} [\Delta t \cdot (\sigma^{b_0}_{10j\omega} \cdot i_{1,k-j} + \sigma^{b_1}_{10j\omega} \cdot i_{2,k-j} + \sigma^{b_2}_{10j\omega} \cdot i_{3,k-j}) + \Delta t \cdot \sigma^{-a_0}_{10j\omega} \cdot x_{1,k-j} + (\Delta t \cdot \sigma^{-a_0}_{10j\omega} - \sigma^{1}_{11j\omega}) x_{2,k-j}], \quad (60)$$

se obțin, în final, componentele vectorului de stare $\boldsymbol{x}$, respectiv :

$$x_{1k} = \frac{\gamma_{22k} \cdot \chi_{1k} - \gamma_{12} \cdot \chi_{2k}}{\gamma_{11}\gamma_{22k} - \gamma_{12} \cdot \gamma_{21k}}$$

și

$$x_{2k} = \frac{-\gamma_{21k} \cdot \chi_{1k} + \gamma_{11}\chi_{2k}}{\gamma_{11}\gamma_{22k} - \gamma_{12} \cdot \gamma_{21k}}. \quad (61)$$

Coeficienții $\sigma_{1pj\omega...}$ din (59) și (60) se bazează pe (22), (24) și (26), după cum urmează :

$$\sigma^{1}_{10j\omega L} = \varphi_{10j0\omega}, \quad (62)$$

$$\sigma^{1}_{11j\omega L} = \varphi_{11j0\omega}, \quad (63)$$

$$\sigma^{b_2}_{10j\omega L} = \varphi_{10j0\omega} \cdot b_2, \quad (64)$$

$$\sigma^{-a_1}_{10j\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{10ju\omega T} \cdot (-a_{1.k-u}), \quad (65)$$

$$\sigma^{b_1}_{10j\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{10ju\omega T} \cdot b_{1,k-u}, \quad (66)$$

$$\sigma^{-a_0}_{10j\omega T} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{10ju\omega N}(-a_{0.k-u}), \quad (67)$$

$$\sigma^{b_0}_{10j\omega N} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{10ju\omega N} \cdot b_{0.k-u}. \quad (68)$$

În formulele de mai sus s-a avut în vedere structura coeficienților din ecuația (31).

În tabelul 2, se prezintă, pentru $\omega = 3$ și $j = 0, 1, 2, 3$, expresiile fracționare constante ale coeficienților φ_{10j03}, φ_{11j03}, φ_{10ju3T}, pentru $u = 0, 1, 2, 3$ și φ_{10ju3N} pentru $u = 1, 2, 3$, calculate tot conform relațiilor (23), (25) și respectiv (27).

Toate datele din tabelele 1 și 2, precum și toate variantele de calcul (respectiv $n = 1, 2, \ldots 8, p = 0, 1, 2, \ldots 8$, $\omega = 2, 3, \ldots 8$, pentru $p \leqslant n \leqslant \omega$), au fost verificate, conform capitolului 2 din această lucrare.

Tabelul 2

$\varphi_{100003} = \frac{13}{12}$	$\varphi_{10103} = -\frac{5}{24}$	$\varphi_{10203} = \frac{1}{6}$	$\varphi_{10303} = -\frac{1}{24}$
$\varphi_{11003} = \frac{15}{8}$	$\varphi_{11103} = -\frac{25}{8}$	$\varphi_{11203} = \frac{13}{8}$	$\varphi_{11303} = -\frac{3}{8}$
$\varphi_{10003T} = \frac{625}{432}$	$\varphi_{10013T} = -\frac{2}{3}$	$\varphi_{10023T} = -\frac{19}{48}$	$\varphi_{10033T} = -\frac{5}{54}$
$\varphi_{10103T} = -\frac{2}{3}$	$\varphi_{10113T} = \frac{3}{4}$	$\varphi_{10123T} = -\frac{3}{8}$	$\varphi_{10133T} = -\frac{1}{12}$
$\varphi_{10203T} = \frac{19}{48}$	$\varphi_{10213T} = -\frac{3}{8}$	$\varphi_{10223T} = \frac{3}{16}$	$\varphi_{10233T} = -\frac{1}{24}$
$\varphi_{10303T} = -\frac{5}{54}$	$\varphi_{10313T} = \frac{1}{12}$	$\varphi_{10323T} = -\frac{1}{24}$	$\varphi_{10333T} = -\frac{1}{108}$

$\varphi_{10013N} = \frac{529}{144}$	$\varphi_{10023N} = -\frac{71}{18}$	$\varphi_{10033N} = \frac{65}{48}$
$\varphi_{10113N} = -\frac{5}{4}$	$\varphi_{10123N} = \frac{13}{8}$	$\varphi_{10133N} = -\frac{7}{21}$
$\varphi_{10213N} = \frac{13}{16}$	$\varphi_{10223N} = -\frac{1}{1}$	$\varphi_{10233N} = \frac{17}{48}$
$\varphi_{10313N} = -\frac{7}{36}$	$\varphi_{10323N} = -\frac{17}{72}$	$\varphi_{10333N} = -\frac{1}{12}$

4. Concluzii

4.1. Expresia fracționară a coeficienților de ponderare $\sigma^{F}_{npj\omega...}$ din componența relației (1), este dependentă de structura coeficienților F, conform punctelor a, b și c din „Introducere" și are în vedere particularizarea formulei generale (20), conform cu (22), (24) și (26).

4.2. Introducerea coeficienților fracționari de calcul $\varphi_{npj\omega}$ conform relației generale (21), favorizează o tratare mai sistematizată și unitară pentru $\sigma^{F}_{npj\omega...}$, în care scop se operează cu relațiile particularizate (23), (25) și (27), pentru a obține $\sigma^{F}_{npj\omega L}$, $\sigma^{F}_{npj\omega T}$, respectiv $\sigma^{F}_{npj\omega N}$.

4.3. S-a întocmit un program general de calcul pentru $\varphi_{npj\omega}$, în cele trei variante sus amintite. Expresiile fracționare obținute, au fost întabelate și memorate pe o dischetă pentru $n = 1, 2, \ldots 8$, $p = 0, 1, 2, \ldots 8$ și $\omega = 2, 3, \ldots 8$, unde $p \leqslant n \leqslant \omega$. Toate rezultatele astfel stabilite au fost verificate, printr-un program general de calcul, conform cu punctul 2. Tabelele 1 și 2 din lucrare sînt extrase din aceste tabele centralizatoare.

4.4. Formula generală (11) de aproximare numerică a integralelor, pe care se bazează calculul coeficienților de ponderare $\sigma^{F}_{npj\omega...}$, asigură o foarte bună convergență, așa cum se poate urmări în relațiile (12)...(15). Lipsa derivatelor impare din (12) conferă performanțe și mai bune de aproximare, ceea ce avantajează cazul operării prin relații intrare—stare—ieșire. În acest ultim caz, se remarcă definirea și utilizarea unor noi matrice ale coeficienților de ponderare $\sigma^{A_k}_{10j\omega}$ și $\sigma^{B_k}_{10j\omega}$ așa cum se exemplifică în (51), respectiv (52).

4.5. Cu ajutorul coeficienților $\sigma^{F}_{npj\omega L}$, $\sigma^{F}_{npj\omega T}$ și $\sigma^{F}_{npj\omega N}$ astfel calculați, s-au liniarizat local-iterativ soluțiile a numeroase ecuații diferențiale neliniare de ordinul 1, 2, 3 și 4 (pe lîngă cele liniare invariante în timp, expuse în [3]), cu observația că erorile relative cumulate în % obținute au fost $< 0{,}05\%$, pentru $n \leqslant \omega \leqslant n + 2$.

Bibliografie

[1] *Coloși, T., Darie, S., Danca, M.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale, cu aplicații în teoria sistemelor automate și electrotehnică. În: revista Electrotehnica, Electronica, Automatica, Nr. 3/aprilie 1988.

[2] *Coloși, T., Darie, S., Leția, T., Bikfalvi, P.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: condiții inițiale și startul calculelor. În: revista Electrotehnica, Electronica, Automatica. Nr. 1, ianuarie 1989.

[3] *Coloși, T., Darie, S., Vancea, A., Leția, T., Bikfalvi, P., Hurubă, D.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: exemple rulate pe calculator. În: revista Electrotehnica, Electronica, Automatica. București.

ILUMINAT INTERIOR
INTERREFLEXII

O prezentare unitară a interreflexiilor și a considerării lor în iluminatul interior

III. Metodologii și expresii de calcul recomandate pentru proiectarea și verificarea instalațiilor de iluminat interior

PAUL DINCULESCU* — BUCUREȘTI

1. Ipoteze și modelul instalației de iluminat interior general sau general-localizat

Specificul iluminatului interior constă în prezența reflexiilor mutuale (interreflexiilor) între suprafețele care delimitează interiorul. Fenomenul respectiv, terminologia și modul de evaluare au fost prezentate în [1].

a. Instalația de iluminat interior este realizată într-o încăpere al cărui model general [2] poate fi considerat un paralelipiped delimitat de suprafețe perfect difuzante (fig. 1 a):

— S_1 — suprafața tavanului, avînd aria $A_1 = a \cdot b$ și factorul de reflexie ρ_1;

— S_2 — suprafața frizei (porțiunea pereților cuprinsă între planul corpurilor de iluminat și tavan), cu aria $A_2 = 2h'(a + b)$ și factorul de reflexie ρ_2;

— S_3 — suprafața pereților, avînd aria $A_3 = 2h(a + b)$ și factorul de reflexie ρ_3;

— S_4 — suprafața planului util (de lucru), de arie $A_4 = a \cdot b$ și factor de reflexie echivalent ρ_4, căreia i se atașează sistemul de coordo-

* Prof. dr. ing. *Dinculescu, P.* — Facultatea de Electrotehnică, Institutul Politehnic București.

nate xOy; prin convenție, a este latura mică ($a < b$) și este plasată în lungul axei Ox, iar laturile dreptunghiului se găsesc în raportul:

$$\mu = \frac{b}{a}. \tag{1}$$

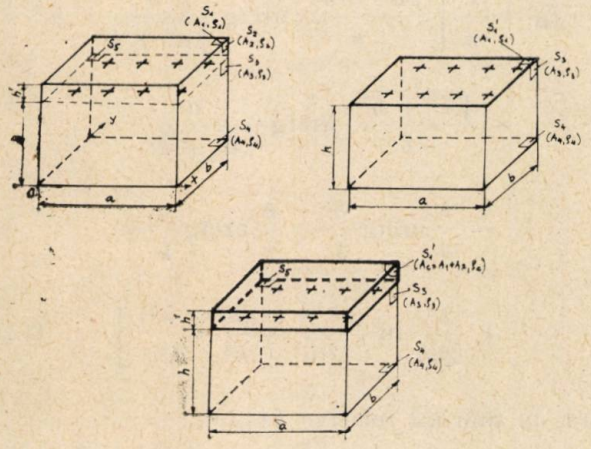


Fig 1

Dacă una din suprafețe (S_i) este constituită din n porțiuni cu factori de reflexie diferiți ρ_k, care intervin cu ponderile p_k în aria totală, suprafața respectivă se caracterizează prin factorul de reflexie mediu:

$$\rho_i = \sum_{k=1}^{n} p_k \rho_k. \tag{2}$$

b. Instalația de iluminat cuprinde n_c corpuri de iluminat care conțin cîte n_l lămpi, fiecare lampă avînd fluxul luminos Φ_l și fiecare corp fluxul luminos Φ_c. Fluxul luminos al celor $N_l = n_c n_l$ lămpi din instalație Φ_{ll} și fluxul luminos total instalat al corpurilor de iluminat Φ_c sînt respectiv:

$$\Phi_{ll} = N_l \Phi_l = n_c n_l \Phi_l; \quad \Phi = n_c \Phi_c. \tag{3}$$

Se definesc *fluxurile specifice* (raportate la aria planului util) sau *densitățile de flux* ale instalației prin relațiile:

$$\Phi_s = \frac{\Phi}{A_4} = \frac{\Phi_{01} + \Phi_{02} + \Phi_{04}}{A_4},$$

$$\Phi_{s\sqcup} = \frac{\Phi_{\sqcup}}{A_4} = \frac{\Phi_{03} + \Phi_{04}}{A_4}, \tag{4}$$

$$\Phi_{su} = \frac{\Phi_{01}}{A_4},$$

în care Φ_s, $\Phi_{s\sqcup}$, Φ_{su} sînt respectiv fluxul specific total, fluxul specific în emisfera inferioară, fluxul specific util; Φ_{01}, Φ_{03}, Φ_{04} sînt fluxurile luminoase directe pe suprafețele cavității tavan-frizã, pereților și planului util; $\Phi_{\sqcup}$ este fluxul luminos emis de corpurile de iluminat în emisfera inferioară.

c. Corpurile de iluminat au centrele optice situate într-un plan S_5 paralel cu planul util și cu tavanul, în general la distanțele h față de planul util respectiv h' față de tavan care definesc *indicele instalației* K, *raportul de suspendare* J și *indicele cavității tavan-frizã* K_c:

$$K = \frac{ab}{h(a+b)}; \quad J = \frac{h'}{h+h'};$$

$$K_c = \frac{ab}{h'(a+b)} = K\frac{1-J}{J}. \tag{5}$$

Un caz particular îl constituie corpurile de iluminat montate direct pe tavan sau în imediata vecinătate a acestuia (suprafața S_5 coincide cu suprafața S_1, iar $J = 0$).

d. La proiectarea instalației de iluminat, ca și atunci cînd se urmărește desprinderea unor concluzii mai generale, este preferabil ca în calcule să nu intervină explicit dimensiunile geometrice ale instalației (a, b, h, h'). În acest scop, se poate lucra cu mărimile adimensionale din relațiile (5) și cu mărimi raportate la înălțimea h care, la rîndul lor, pot fi exprimate în funcție de μ, K și J [3]:

$$a_* = \frac{a}{h} = \frac{\mu+1}{\mu}K; \quad b_* = \frac{b}{h} = (\mu+1)K. \tag{6}$$

e. În [2] s-a arătat că pentru scopurile practice se poate recurge la folosirea unui model simplificat, cu trei suprafețe de calcul (fig. 1 b), în care suprafețele reale S_1 și S_2 sînt înlocuite printr-o suprafață plană S_1' care coincide cu S_5, avînd aria $A_1 = a \cdot b$ și factorul de reflexie echivalent:

$$\rho_{1e} = \frac{K_c(\rho_1 K_c + 2\rho_2)}{(K_c+2)^2 - 2((\rho_1 K_c + 2\rho_2)} =$$

$$= \frac{K(1-J)[K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]}{[K(1-J)+2J]^2 - 2J[K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]}. \tag{7}$$

În acest model, fluxurile luminoase Φ_3 și Φ_4 și iluminările medii finale E_3 și E_4 corespunzătoare pereților și planului util sînt aceleași ca în modelul general iar fluxul luminos real pe suprafața cavității tavan—frizã Φ_{1c} și iluminarea respectivă $E_{1c} = E_{2c} = E_c$ sînt legate de fluxul luminos Φ_1 respectiv de iluminarea E_1 obținute în modelul simplificat, pe suprafața

de calcul $S_1 = S_5$, prin relaţiile :

$$\Phi_c = \varkappa_c \Phi_1 \tag{8}$$

$$E_c = \frac{1}{C_1'} E_1, \tag{9}$$

în care :

$$\varkappa_c = \frac{[K(1-J)+2J]^2}{[K(1-J)+2J]^2 - 2J[K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]} = \frac{(K_c+2)^2}{(K_c+2)^2 - 2(\rho_1 K_c + 2\rho_2)}, \tag{10}$$

este factorul de reflexii multiple al cavităţii tavan—frizã iar :

$$C_1' = \frac{K_c+2}{\varkappa_c K_c} = \frac{[K(1-J]+2J]^3 - 2J[K(1-J)+2J] \times [K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2].}{K(1-J)[K(1-J)+2J]^2}. \tag{11}$$

f. În [2] s-a arătat, de asemenea, că pentru o instalaţie cu corpuri de iluminat montate suspendat se poate folosi şi un alt model simplificat, cu trei suprafeţe de calcul (fig. 1 c), obţinut prin înlocuirea suprafeţelor reale S_1 şi S_2 cu o singură suprafaţă concavă S_1' avînd aria $A_c = A_1 + A_2$, caracterizată prin factorul de reflexie mediu :

$$\rho_c = \frac{\rho_1 A_1 + \rho_2 A_2}{A_1 + A_2} = \frac{\rho_1 K_c + 2\rho_2}{K_c + 2} = \frac{K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2}{K(1-J)+2J} \tag{12}$$

şi deschiderea S_5 — planul centrelor optice ale corpurilor de iluminat.

g. Analizînd expresiile (7)...(12), scrise pentru cazul general al corpurilor de iluminat montate suspendat ($J \neq 0$), se constată că acestea sînt valabile — prin trecere la limită — şi în cazul corpurilor de iluminat montate direct pe tavan cînd suprafaţa S_1 coincide cu suprafaţa S_5. Într-adevăr, pentru $J \to 0$ rezultă :

$$\lim_{J\to 0} \rho_{1e} = \rho_1; \quad \lim_{J\to 0} \varkappa_c = 1,$$

$$\lim_{J\to 0} C_1' = 1; \quad \lim_{J\to 0} \rho_c = \rho_1.$$

În consecinţă, oricare din cele două modele simplificate se recomandă a fi folosit în practica de proiectare şi verificare a iluminatului interior.

h. Folosind unul din modelele de calcul simplificat, pentru evaluarea interreflexiilor este necesar numai factorul de formă (legătură) între planul corpurilor de iluminat (S_5) şi planul util (S_4) — suprafeţe plane, paralele, situate la distanţa h — care, conform relaţiei (18) din [1], se determină cu expresia :

$$f_{45} = \frac{2}{\pi}\left[\frac{\sqrt{a^2+h^2}}{a}\operatorname{arctg}\frac{b}{\sqrt{a^2+h^2}} + \frac{\sqrt{b^2+h^2}}{b}\operatorname{arctg}\frac{a}{\sqrt{b^2+h^2}} - \frac{h}{a}\operatorname{arctg}\frac{b}{h} - \frac{h}{b}\operatorname{arctg}\frac{a}{h} + \frac{h^2}{2ab}\ln\frac{(a^2+h^2)(b^2+h^2)}{h^2(a^2+b^2+h^2)}\right], \tag{13}$$

sau, în mărimi relative [4] :

$$f_{45} = \frac{2}{\pi}\left\{\frac{\sqrt{a_*^2+1}}{a_*}\operatorname{arctg}\frac{b_*}{\sqrt{a_*^2+1}} + \frac{\sqrt{b_*^2+1}}{b_*}\operatorname{arctg}\frac{a_*}{\sqrt{b_*^2+1}} - \frac{1}{a_*}\operatorname{arctg} b_* - \frac{1}{b_*}\operatorname{arctg} a_* + \frac{1}{2a_*b_*}\ln\frac{(a_*^2+1)(b_*^2+1)}{(a_*^2+b_*^2+1}\right\} \tag{14}$$

unde a_* şi b_* se introduc cu valorile date de relaţiile (6), obţinîndu-se în final o expresie numai în funcţie de K şi μ.

De remarcat că în calculele practice expresia (14) este aproximată uneori cu funcţia mai simplă [5] :

$$f_{45} \approx \frac{1}{K}(\sqrt{K^2+1} - 1), \tag{15}$$

sau cu funcţia exponenţială [6] :

$$f_{45} \approx e^{-\frac{0{,}92}{K}} + \frac{0{,}02675}{K} - 0{,}011. \tag{16}$$

Aproximările menţionate dau rezultate destul de apropiate de cele exacte (tab. 1 pentru $\mu = 1, 6$).

2. Caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat

Principala caracteristică fotometrică a unui corp de iluminat sînt *curbele de distribuţie a*

Tabelul 1

Factorul de formă (legătură) între planul corpurilor de iluminat și planul util

K		0,6	0,8	1,0	1,25	1,5	2,0	2,5	3,0	4,0	5,0	10,0
f_{41} (f_{45})	Rel. (14)	0,253	0,342	0,415	0,489	0,547	0,631	0,689	0,732	0,789	0,827	0,908
	Rel. (15)	0,277	0,351	0,414	0,481	0,535	0,618	0,677	0,721	0,781	0,820	0,905
	Rel. (16)	0,249	0,339	0,414	0,489	0,548	0,634	0,692	0,734	0,790	0,826	0,904

intensității luminoase $I_{\alpha\beta} = f(\alpha, \beta)$ în diferite direcții din semiplanele meridionale C_β care conțin axa optică a corpului ($\beta \in [0°, 360°]$ fiind unghiul format cu un semiplan de referință). Majoritatea corpurilor de iluminat din instalațiile de iluminat general sau general-localizat prezintă simetrii și pot fi caracterizate printr-un număr redus de curbe de distribuție $I_\alpha = f(\alpha)_{\beta=\text{const}}$.

Avînd în vedere distanța relativ mare față de suprafețele iluminate, corpurile de iluminat pot fi asimilate, din punctul de vedere al fluxului luminos trimis pe suprafețe, cu surse de lumină punctiforme simetrice caracterizate printr-o curbă de distribuție medie $I_\alpha = f(\alpha)$ cu $\alpha \in [0°, 180°]$ care se trasează utilizînd media valorilor intensității luminoase $I_{\alpha\beta}$ la $\alpha = \text{const}$ [7].

Pentru comoditate, în calcule este recomandabilă furnizarea curbelor de distribuție sub formă tabelară cu precizarea valorilor intensității luminoase la 0° și la mijlocul intervalelor de 10° unghiuri plane (5°, 15°, 25°, ...).

Curbele de distribuție a intensității luminoase, trasate pentru un flux luminos convențional de 1 000 lm al lămpilor din corp, pot constitui, în principiu, singura caracteristică fotometrică a corpului de iluminat ce trebuie cunoscută în scopul efectuării de calcule fotometrice în instalațiile de iluminat, celelalte caracteristici putîndu-se determina în continuare prin calcul.

O caracteristică importantă în calcule o constituie distribuția spațială a fluxului luminos al corpului, exprimată prin cinci *indicatori de distribuție zonali* [7, 8], corespunzători la cinci zone spațiale (conice) coaxiale cu axa optică (fig. 2). Primii trei indicatori reprezintă ponderile fluxurilor luminoase emise de corpul de iluminat în trei zone conice de unghiuri solide respectiv $\pi/2$, π, $3\pi/2$ *sr* în fluxul luminos din emisfera inferioară $\Phi_{z4} = \Phi_{c\cup}$ (corespunzînd unghiului solid $\Omega = 2\pi$ *sr*), al patrulea caracterizează ponderea fluxului luminos din emisfera inferioară în fluxul total al corpului de iluminat $\Phi_{z5} = \Phi_c$ (determinat pentru $\Omega = 4\pi$ *sr*), iar al cincilea este randamentul corpului de iluminat (calculat față de fluxul luminos al lămpilor din corp):

$$N_1 = \frac{\Phi_{z1}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z1}}{\Phi_c}; \quad N_2 = \frac{\Phi_{z2}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z2}}{\Phi_{c\cup}};$$

$$N_3 = \frac{\Phi_{z3}}{\Phi_{z4}} = \frac{\Phi_{z3}}{\Phi_{c\cup}}; \tag{17}$$

$$N_4 = \frac{\Phi_{z4}}{\Phi_{z5}} = \frac{\Phi_{c\cup}}{\Phi_c}; \quad N_5 = \frac{\Phi_{z5}}{n_l\Phi_l} = \frac{\Phi_c}{n_l\Phi_l}.$$

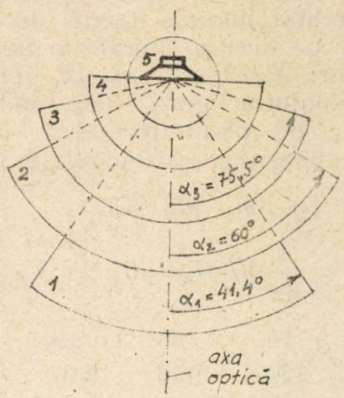


Fig. 2

Unghiurilor solide ale zonelor menționate le corespund semiunghiurile plane la vîrf, respectiv 41,4°, 60°, 75,5°, 90°, 180°. Fluxurile luminoase zonale se determină ținînd seama că fluxul luminos emis într-o zonă conică caracterizată prin semiunghiul la vîrf $\alpha_k = 10° \cdot k$ ($k = 1, 2, \ldots, 18$) se calculează în funcție de intensitățile luminoase corespunzătoare unghiurilor $\alpha = (2k - 1)5°$ cu relația [7]:

$$\Phi_k = 1{,}095 \sum_1^k I_{(2k-1)5} \sin (2k - 1)5°. \tag{18}$$

În cazul cînd α_k nu este un multiplu de 10°, fluxurile zonale se determină prin interpolare liniară între valorile calculate pentru k și $k+1$.

De un real folos în reducerea volumului de calcul este furnizarea indicatorilor de distribuție ca date de catalog pentru corpul de iluminat. Se recomandă, de asemenea, ca printre datele de catalog să figureze *raportul direct* pentru o instalație de referință în funcție de indicele instalației (a se vedea § 3).

3. Determinarea fluxurilor luminoase directe pe suprafețele încăperii

Instalația de iluminat cu caracteristicile din § 1 este realizată cu corpuri de iluminat avînd indicatorii de distribuție N_1, N_2, N_3, N_4, N_5.

a. *Fluxul luminos direct pe planul util* Φ_{04} este dat de expresia [8, 9]:

$$\Phi_{04} = (M_1N_1 + M_2N_2 + M_3N_3 + M_4)N_4\Phi, \tag{19}$$

în care Φ este fluxul luminos instalat al corpurilor de iluminat iar M_1, M_2, M_3, M_4 sînt multiplicatorii geometrici medii ai instalației calculați cu relația [8]:

$$M_i = \frac{\sum_{k=1}^{n_c} \sum_{j=1}^{IV} (m_{ij})_k}{n_c}; \quad (i = 1,\ 2,\ 3,\ 4).$$

Multiplicatorii geometrici $(m_{ij})_k$ care permit calculul fluxului luminos trimis de corpul de iluminat C_k pe fiecare suprafață dreptunghiulară de laturi X_j, Y_j (j = I, II, III, IV) din planul util conform figurii 3 (C'_k fiind proiecția corpului C_k pe plan) formează o matrice $[m_{ij}]$ ($i = 1, 2, 3, 4$) și satisfac relația [7, 9, 10]:

$$[m_{1j}\ m_{2j}\ m_{3j}\ m_{4j}] = \frac{1}{6\pi}[G_{1j}G_{2j}G_{3j}G_{4j}] \cdot [N], \tag{21}$$

$$[N] = \begin{bmatrix} -16 & 36 & -48 & 25 \\ 224 & -456 & 416 & -140 \\ -672 & 1152 & -864 & 240 \\ 512 & -768 & 512 & -128 \end{bmatrix},$$

în care factorii geometrici $[G_{ij}]$ ($i = 1, 2, 3, 4$) sînt calculați în radiani:

$$G_{1j} = \operatorname{arctg} \frac{X_{j*}\, Y_{j*}}{\sqrt{1 + X_{j*}^2 + Y_{j*}^2}},$$

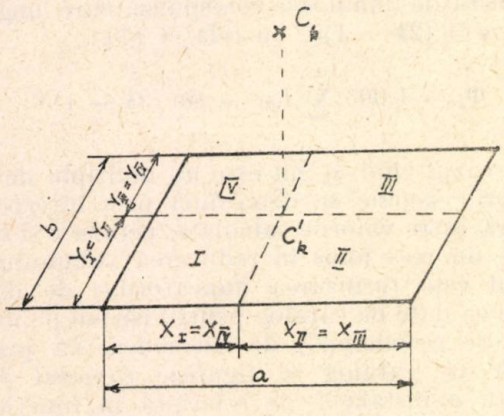


Fig. 3

$$G_{2j} = \frac{1}{2}\left(\frac{X_{j*}}{\sqrt{1 + X_{j*}^2}} \operatorname{arctg} \frac{Y_{j*}}{\sqrt{1 + X_{j*}^2}} + \frac{Y_{j*}}{\sqrt{1 + Y_{j*}^2}} \operatorname{arctg} \frac{X_{j*}}{\sqrt{1 + Y_{j*}^2}} \right),$$

$$G_{3j} = \frac{1}{3}\left[G_{1j} + \frac{2 + X_{j*}^2 + Y_{j*}^2}{(1 + X_{j*}^2)(1 + Y_{j*}^2)} \times \frac{X_{j*} \cdot Y_{j*}}{\sqrt{1 + X_{j*}^2 + Y_{j*}^2}} \right], \tag{22}$$

$$G_{4j} = \frac{1}{4}\left[2G_{2j} + \frac{X_{j*}}{2(1 + X_{j*}^2)^{3/2}} \operatorname{arctg} \frac{Y_{j*}}{\sqrt{1 + X_{j*}^2}} + \frac{Y_{j*}}{2(1 + Y_{j*}^2)^{3/2}} \operatorname{arctg} \frac{X_{j*}}{\sqrt{1 + Y_{j*}^2}} + \frac{2 + X_{j*}^2 + Y_{j*}^2}{2(1 + X_{j*}^2)(1 + Y_{j*}^2)} \cdot \frac{X_{j*}\, Y_{j*}}{1 + X_{j*}^2 + Y_{j*}^2} \right].$$

S-au folosit mărimile relative:

$$X_{j*} = \frac{X_j}{h}, \quad Y_{j*} = \frac{Y_j}{h}. \tag{23}$$

Întrucît produsele rezultate din (21) sînt atît pozitive, cît și negative, iar valorile lor sînt uneori foarte apropiate, se recomandă să se utilizeze în calcule toate zecimalele posibile pentru factorii G_{ij} și π și efectuarea de rotunjiri (la 2—3 cifre zecimale) numai în final. Expresiile (30) din [7] cu coeficienți obținuți prin împărțirea elementelor matricei $[N]$ cu 6π și rotunjiți pot conduce în unele cazuri la rezultate sensibil diferite de cele corecte. Complexitatea calculelor impune utilizarea calculatoarelor programabile [10].

Multiplicatorii geometrici m_{ij} pot fi precalculați și tabelați în funcție de mărimile adimensionale X_* și Y_* [8, 9]. De remarcat că formulele (22) sînt simetrice în raport cu X_* și Y_*.

Pe baza expresiei (19) se definește o caracteristică importantă a instalației de iluminat — *raportul direct* R_d care reprezintă fracțiunea din fluxul luminos instalat în emisfera inferioară $\Phi_\cup$ care ajunge pe planul util și care, evident, depinde atît de caracteristicile fotometrice ale corpului de iluminat (prin indicatorii de distribuție) cît și de geometria instalației (prin multiplicatorii geometrici):

$$R_d = \frac{\Phi_{04}}{\Phi_\cup} = \frac{\Phi_{04}}{N_4\Phi} = M_1N_1 + M_2N_2 + M_3N_3 + M_4. \tag{24}$$

Multiplicatorii geometrici și raportul direct se pot determina și fără a cunoaște explicit dimensiunile geometrice (a, b, h) întrucît folosirea mărimilor raportate (6) face posibilă exprimarea oricărei coordonate raportate (23)

în funcţie de mărimile adimensionale K şi μ :

$$X = pa \rightarrow X_* = \frac{X}{h} = p \cdot a_* = p\,\frac{\mu + 1}{\mu}\,K,$$

$$Y = qb \rightarrow Y_* = \frac{Y}{h} = qb_* = q(\mu + 1)K. \quad (25)$$

Pentru a da posibilitatea generalizării unor concluzii şi metodologii şi precalculării anumitor mărimi importante în calculele fotometrice, se consideră :

— o încăpere de referinţă CIE, caracterizată prin raportul μ egal cu „raportul de aur" (soluţia pozitivă a ecuaţiei $\mu - \frac{1}{\mu} = 1$ care conduce la $\mu \approx 1{,}6$) [8];

— o instalaţie de iluminat de referinţă CIE, caracterizată printr-o amplasare regulată şi simetrică a corpurilor de iluminat realizată cu un număr de corpuri de iluminat în funcţie de indicele instalaţiei [8]. Se constată că acest număr corespunde numărului minim de corpuri de iluminat necesar pentru a asigura un anumit grad de uniformitate a iluminării directe pe planul util [3], raportul distanţelor dintre corpuri şi înălţimea de montare situîndu-se în acest caz în limitele 0,78...1,35 [11], valorile mai mici corespunzînd indicilor instalaţiei mai mici.

Multiplicatorii geometrici medii de referinţă M_{1r}, M_{2r}, M_{3r}, M_{4r} (pentru instalaţia şi încăperea de referinţă) pot fi precalculaţi şi tabelaţi [8, 11] sau reprezentaţi grafic [12] numai în funcţie de indicele instalaţiei K. Multiplicatorii respectivi definesc *raportul direct de referinţă* R_{dr} pentru un anumit corp de iluminat (caracterizat prin indicatorii de distribuţie în emisfera inferioară N_1, N_2, N_3) :

$$R_{dr} = M_{1r}N_1 + M_{2r}N_2 + M_{3r}N_3 + M_{4r}. \quad (26)$$

Raportul direct real, pentru o instalaţie oarecare, este :

$$R_d = c_R R_{dr}, \quad (27)$$

unde c_R reprezintă un coeficient de corecţie situat în cazurile practice în plaja 0,95... ...1,05 [3].

Cunoscînd raportul direct, fluxul luminos direct pe planul util poate fi deci calculat în funcţie de fluxul luminos instalat al corpurilor de iluminat Φ sau al lămpilor Φ_{lt} cu relaţiile :

$$\Phi_{04} = R_d\Phi_{\sqcup} = R_dN_4\Phi = R_dN_4N_5\Phi_{lt}. \quad (28)$$

b. *Fluxul luminos direct pe pereţi* Φ_{03} rezultă ca diferenţa între fluxul luminos instalat inferior $\Phi_{\sqcup}$ şi fluxul luminos direct pe planul util :

$$R_{03} = \Phi_{\sqcup} - \Phi_{04} = (1 - R_d)\Phi_{\sqcup} =$$
$$= (1 - R_d)N_4\Phi = (1 - R_d)N_4N_5\Phi_{lt}. \quad (29)$$

c. *Fluxul luminos direct pe tavanul real sau echivalent* Φ_{01} reprezintă fluxul luminos instalat superior $\Phi_{\sqcup}$:

$$\Phi_{01} = \Phi_{\sqcup} = (1 - N_4)\Phi = (1 - N_4)N_5\Phi_{lt}. \quad (30)$$

4. Metode actuale de calcul în iluminatul interior

Calculele fotometrice în iluminatul interior, realizat conform § 1, se referă la două categorii de probleme :

— *proiectarea instalaţiei* de iluminat, constînd în determinarea numărului de lămpi N_l şi de corpuri de iluminat n_c de un anumit tip şi amplasarea lor astfel încît să se asigure anumite valori impuse ale iluminării pe suprafeţele încăperii ;

— *verificarea instalaţiei* de iluminat, respectiv determinarea valorilor iluminării pe suprafeţele încăperii la o instalaţie cu un număr de corpuri de iluminat n_c şi o amplasare acestora specificate.

În prezent se disting două metode de calcul [12]:

— *metoda Comisiei Internaţionale de Iluminat* (CIE), bazată pe relaţiile între iluminările medii finale pe suprafeţe şi fluxurile specifice (densităţile de flux) instalate ;

— *metoda factorului de utilizare*, în diverse variante, care se bazează pe relaţiile între fluxurile luminoase finale şi fluxurile luminoase directe pe suprafeţe.

Factorul de utilizare (a fluxului luminos al lămpilor din instalaţie) u_i, referitor la o suprafaţă de calcul S_i, este definit ca raportul între fluxul luminos final Φ_i, stabilizat pe suprafaţă în urma interreflexiilor, şi fluxul luminos total al lămpilor din instalaţie Φ_{lt} :

$$u_i = \frac{\Phi_i}{\Phi_{lt}}. \quad (31)$$

Referitor la cele trei suprafeţe reale pe care se determină iluminările, se pot defini cîte o *utilanţă* U_i ca raport între fluxul luminos final pe suprafaţă Φ_i şi fluxul luminos total instalat al corpurilor de iluminat Φ

$$U_i = \frac{\Phi_i}{\Phi}, \quad (32)$$

precum şi cîte o *utilanţă redusă* U_{ri} ca raport între valoarea medie a iluminării finale pe suprafaţă E_i şi fluxul specific (densitatea de flux) instalat total Φ_s [8] :

$$U_{ri} = \frac{E_i}{\Phi_s}. \quad (33)$$

Relaţiile între utilanţe şi utilanţele reduse se deduc simplu din relaţiile (32) şi (33) ţinînd

seama de definiția fluxului specific instalat total (4):

$$U_{ri} = \frac{E_i A_i}{\Phi_s \cdot A_i} = \frac{\Phi_i}{\frac{\Phi}{A_4} A_i} =$$

$$= \frac{\Phi_i}{\Phi} \cdot \frac{A_4}{A_i} = U_i \frac{A_4}{A_i}. \quad (34)$$

Relațiile între factorii de utilizare și utilanțe se obțin din (31) și (32):

$$U_i = \frac{\Phi_i}{N_5 \Phi_{li}} = \frac{u_i}{N_5}. \quad (35)$$

Rezultă factorii de utilizare pentru cele trei suprafețe reale exprimați în funcție de utilanțe și utilanțele reduse:

$$u_1 = N_5 U_1 = N_5 U_{r1} \cdot \frac{A_1 + A_2}{A_4} =$$

$$= N_5 \cdot U_{r1} \cdot \frac{1}{C_1''} = N_5 \cdot C_1''' \cdot U_{r1},$$

$$u_3 = N_5 U_3 = N_5 \cdot U_{r3} \cdot \frac{A_3}{A_4} = \quad (36)$$

$$= N_5 \cdot \frac{2}{K} U_{r3} = N_5 \cdot C_3 U_{r3},$$

$$u_4 = N_5 U_4 = N_5 U_{r4},$$

cu notațiile:

$$C_3 = \frac{2}{K}, \; C_1''' = \frac{1}{C_1''} = \frac{A_c}{A_4} = \frac{K_c + 2}{K_c}. \quad (37)$$

S-a demonstrat [12] că metodele menționate, în toate variantele lor, sînt echivalente, constituind particularități de aplicare a relațiilor de forma (9) din [2]. În consecință, în practica de proiectare va trebui aleasă metoda cea mai simplă, cu cel mai redus volum de calcule și cea mai intuitivă.

Avînd în vedere introducerea pe scară tot mai largă a tehnicii de calcul în activitatea de proiectare, procedura „clasică" de folosire a unor tabele precalculate pentru un anumit set de date și efectuarea de interpolări corespunzătoare pentru datele concrete ale instalației apare incomodă fiind preferabilă utilizarea

Tabelul 2

Coeficienți de calcul al fluxurilor specifice

Model / D_{ij}	Corpuri de iluminat montate direct pe tavan	Corpuri de iluminat montate suspendat		
		Model general fig. 1 a	Model simplificat fig. 1 b	Model simplificat fig. 1 c
D_{11}	$1 - \rho_1$	$1 - \rho_1 + \frac{2}{K} \frac{J}{1-J}(1-\rho_2)$	$C_1'(1 - \rho_{1e})$	$C_1'''(1 - \rho_c)$
D_{12}	$\frac{2}{K}(1 - \rho_3)$			
D_{13}	$1 - \rho_4$			
D_{21}	$-\rho_1$	$-f_{15}\rho_1 - (1 - f_{15})\rho_2$	$-C_1'\rho_{1e}$	$-\rho_c$
D_{22}	$\frac{2}{K} - \left(\frac{2}{K} - 1 + f_{14}\right)\rho_3$	$\frac{2}{K} - \left(\frac{2}{K} - 1 + f_{45}\right)\rho_3$		
D_{23}	$1 - (1 - f_{14})\rho_4$	$1 - (1 - f_{45})\rho_4$		
D_{31}	$-f_{14}\rho_1$	$-f_{14}\rho_1 - (f_{45} - f_{14})\rho_2$	$-C_1' f_{15}\rho_{1e}$	$-f_{45}\rho_c$
D_{32}	$-(1 - f_{14})\rho_3$	$-(1 - f_{45})\rho_3$		
D_{33}	1			

$$C_1' = \frac{[K(1-J) + 2J]^3 - 2J[K(1-J) + 2J][K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]}{K(1-J)[K(1-J) + 2J]^2}$$

$$C_1''' = \frac{K(1-J) + 2J}{K(1-J)}$$

$$\rho_{1e} = \frac{K(1-J)[K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]}{[K(1-J) + 2J]^2 - 2J[K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2]}; \quad \rho_c = \frac{K(1-J)\rho_1 + 2J\rho_2}{K(1-J) + 2J}$$

unor relații analitice care permit calculul direct al mărimilor necesare. Expresiile de calcul utilizabile vor fi prezentate în paragrafele următoare.

5. Calculul instalației de iluminat prin metoda Comisiei Internaționale de Iluminat

A. *Proiectarea instalației de iluminat*

Determinarea fluxurilor luminoase specifice instalate (densităților de flux) Φ_s, $\Phi_{s\square}$, Φ_{su}, exprimate prin relațiile (4), necesare pentru a realiza valorile iluminărilor E_1, E_3 și E_4 impuse pe suprafețele încăperii se rezolvă utilizînd relațiile (21) din [2] sub forma :

$$\begin{aligned}\Phi_s &= \Delta(D_{11}E_1 + D_{12}E_3 + D_{13}E_4)\\ \Phi_{s\square} &= \Delta(D_{21}E_1 + D_{22}E_3 + D_{23}E_4)\\ \Phi_{su} &= \Delta(D_{31}E_1 + D_{32}E_3 + D_{33}E_4)\end{aligned} \qquad (38)$$

în care Δ este factorul de depreciere a instalației, iar coeficienții D_{ij} se determină în funcție de factorii de reflexie ai suprafețelor și de geometria instalației.

În funcție de modelul de calcul utilizat, coeficienții D_{ij} sînt elementele matricelor $[D]$, $[D']$, $[D'']$, $[D''']$ din relațiile (24), (25), (34) și (38) din [2] ale căror expresii sînt concentrate în tabelul 2 și în care intervin, în afara caracteristicilor instalației, mărimile :

- ρ_{1e} — factorul de reflexie al tavanului echivalent plan, calculat cu relația (7);
- ρ_c — factorul de reflexie mediu al cavității tavan—frîză, dat de relația (12);
- f_{14} — factorul de formă (legătură) între tavanul real și planul util, determinat cu relațiile (13) sau (14) (în acest caz, $f_{14} = f_{45}$);
- f_{15} — factorul de formă (legătură) între tavanul real și planul corpurilor de iluminat, obținut cu expresiile (13) sau (14) pentru $h \Rightarrow h'$ respectiv a_* și b_* calculate cu relațiile (6) pentru $K \Rightarrow K_c = K(1 - J)/J$;
- f_{45} — factorul de formă (legătură) între planul corpurilor de iluminat și planul util, rezultînd din relațiile (13) sau (14);
- C_1' — factor care ține seama de reflexiile multiple pe suprafețele cavității tavan—frîză, care se calculează cu relația (11);
- C_1''' — idem, dat de expresia [2]:

$$C_1''' = \frac{K(1-J) + 2J}{K(1-J)} = 1 + \frac{2J}{K(1-J)}. \qquad (39)$$

Avînd calculate fluxurile specifice și avînd în vedere că :

$$\Phi_s = \frac{\Phi_{lt}N_5}{A_4} = \frac{n_c n_l \Phi_l N_5}{A_4},$$

$$\Phi_{s\square} = N_4\Phi_s, \quad \Phi_{su} = R_d\Phi_{s\square}, \qquad (40)$$

se caută un corp de iluminat care, cel puțin pentru instalația de referință, să îndeplinească condițiile :

$$N_4 = \frac{\Phi_{s\square}}{\Phi_s}, \quad R_d = \frac{\Phi_{su}}{\Phi_{s\square}} \qquad (41)$$

și, dacă acesta există, numărul de corpuri de iluminat necesar va fi :

$$n_c = \frac{\Phi_s ab}{N_5 n_l \Phi_l}. \qquad (42)$$

Satisfacerea simultană a relațiilor (41) nu este totdeauna posibilă pentru corpurile de iluminat disponibile, mai ales în cazul unui anumit set de valori impuse pentru iluminările ce trebuie realizate pe suprafețele încăperii. Rezultă că, pentru un corp sau un set de corpuri de iluminat date, poate să nu existe o soluție care să satisfacă cerințele impuse, ceea ce constituie un dezavantaj important al oricărei metode care impune simultan valorile iluminării pe toate suprafețele.

În acest caz, se încearcă realizarea unei instalații care să satisfacă, în primul rînd, condițiile impuse pentru planul util (Φ_{su}), din relațiile (40) rezultînd :

$$n_c = \frac{\Phi_{su}ab}{R_d N_4 N_5 n_l \Phi_l}, \qquad (43)$$

cu indicatorii de distribuție N_4 și N_5 și raportul direct de referință $R_{dr} = f(K)$ dat de relația (26) pentru corpul de iluminat disponibil, urmînd ca prin etapa de verificare a instalației să se determine în ce măsură valorile iluminărilor realizate pe toate suprafețele încăperii se apropie de cele impuse.

B. *Verificarea instalației de iluminat*

Pentru verificarea unei instalații realizate cu n_c corpuri de iluminat de un anumit tip în condițiile din § 1b se face apel la relațiile (53), (60) sau (62) din [2] scrise sub forma :

$$\begin{aligned}E_1 &= \frac{1}{\Delta}(I_{11}\Phi_s + I_{12}\Phi_{s\square} + I_{13}\Phi_{su}),\\ E_3 &= \frac{1}{\Delta}(I_{21}\Phi_s + I_{22}\Phi_{s\square} + I_{23}\Phi_{su}),\\ E_4 &= \frac{1}{\Delta}(I_{31}\Phi_s + I_{32}\Phi_{s\square} + I_{33}\Phi_{su}),\end{aligned} \qquad (44)$$

Tabelul 3

Coeficienți de calcul al iluminărilor finale

I_{jk} \ Model	Corpuri de luminat montate direct pe tavan	Corpuri de iluminat montate suspendat	
		Model simplificat fig. 1b	Model simplificat fig. 1c
I_{11}	$\frac{1}{D_1}\left[\frac{2}{K}+2\left(1-f_{14}-\frac{1}{K}\right)\rho_3-(1-f_{14})^2\rho_3\rho_1\right]$	$\frac{1}{D_2}\left[\frac{2}{K}+2\left(1-f_{45}-\frac{1}{K}\right)\rho_3-(1-f_{45})^2\rho_3\rho_4\right]$	$\frac{1}{D_3}\left[\frac{2}{K}+2\left(1-f_{45}-\frac{1}{K}\right)\rho_3-(1-f_{45})^2\rho_3\rho_4\right]$
I_{12}	$-\frac{1}{D_1}\left[\frac{2}{K}+\left(1-f_{14}-\frac{2}{K}\right)\rho_3-(1-f_{14})\rho_3\rho_4\right]$	$-\frac{1}{D_2}\left[\frac{2}{K}+\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}\right)\rho_3-(1-f_{45})\rho_3\rho_4\right]$	$-\frac{1}{D_3}\left[\frac{2}{K}+\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}\right)\rho_3-(1-f_{45})\rho_3\rho_4\right]$
I_{13}	$\frac{1}{D_1}\left[\frac{2}{K}f_{14}\rho_4-(1-f_{14})\rho_3+\left(1-f_{14}-\frac{2}{K}f_{14}\right)\rho_3\rho_4\right]$	$\frac{1}{D_2}\left[\frac{2}{K}f_{45}\rho_4-(1-f_{45})\rho_3+\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_3\rho_4\right]$	$\frac{1}{D_3}\left[\frac{2}{K}f_{45}\rho_4-(1-f_{45})\rho_3+\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_3\rho_4\right]$
I_{21}	$\frac{1}{D_1}[1-f_{14}+(1-f_{14})f_{14}\rho_4]\rho_1$	$\frac{C_1'}{D_2}[1-f_{45}+(1-f_{45})f_{45}\rho_4]\rho_{1e}$	$\frac{1}{D_3}[1-f_{45}+(1-f_{45})f_{45}\rho_4]\rho_c$
I_{22}	$\frac{1}{D_1}[1-(1-f_{14})\rho_1-f_{14}\rho_1\rho_4]$	$\frac{C_1'}{D_2}[1-(1-f_{45})\rho_{1e}-f_{45}\rho_{1e}\rho_4]$	$\frac{1}{D_3}[C_1'''-(C_1'''-f_{45})\rho_c-f_{45}\rho_c\rho_4]$
I_{23}	$\frac{1}{D_1}[(1-f_{14})\rho_4+f_{14}\rho_1\rho_4-1]$	$\frac{C_1'}{D_2}[(1-f_{45})\rho_4+f_{45}\rho_{1e}\rho_4-1]$	$\frac{1}{D_3}\left\{(C_1'''-1)\rho_c+C_1'''(1-f_{45})\rho_4+[1-(1-f_{45})C_1'''\rho_c\rho_4-C_1'''\right\}$
I_{31}	$\frac{1}{D_1}\left[\frac{2}{K}f_{14}+\left(1-f_{14}^2-\frac{2}{K}f_{14}\right)\rho_3\right]\rho_1$	$\frac{C_1'}{D_2}\left[\frac{2}{K}f_{45}+\left(1-f_{45}^2-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_3\right]\rho_{1e}$	$\frac{1}{D_3}\left[\frac{2}{K}f_{45}+\left(1-f_{45}^2-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_3\right]\rho_c$
I_{32}	$\frac{1}{D_1}\left[(1-f_{14})\rho_3-\frac{2}{K}f_{14}\rho_1-\left(1-f_{14}-\frac{2}{K}f_{14}\right)\rho_1\rho_3\right]$	$\frac{C_1'}{D_2}\left[(1-f_{45})\rho_3-\frac{2}{K}f_{45}\rho_{1e}-\left((1-f_{45}-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_{1e}\rho_3\right]$	$\frac{1}{D_3}\left[C_1'''(1-f_{45})\rho_3-\frac{2}{K}f_{45}\rho_c-\left(C_1'''-C_1'''f_{45}-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_c\rho_3\right]$
I_{33}	$\frac{1}{D_1}\left[\frac{2}{K}+\left(1-f_{14}-\frac{2}{K}\right)\rho_3-(1-f_{14})\rho_1\rho_3\right]$	$\frac{C_1'}{D_2}\left[\frac{2}{K}+\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}\right)\rho_3-(1-f_{45})\rho_{1e}\rho_3\right]$	$\frac{1}{D_3}\left[\frac{2}{K}C_1'''+C_1'''\left(1-f_{45}-\frac{2}{K}\right)\rho_3+\frac{2}{K}(1-C_1''')\rho_c-C_1'''(1-f_{45})\rho_c\rho_3\right]$
	$D_1=\frac{2}{K}(1-\rho_3)(1-\rho_1\rho_4 f_{14}^2)+(1-f_{14})\rho_3[2(1-\rho_1\rho_4 f_{14})-(\rho_1+\rho_4)(1-f_{14})$ sau: $D_1=(1-\rho_1)\left\{\frac{2}{K}-\left[\frac{2}{K}-2+2f_{14}+(1-f_{14})^2\right]\rho_4\right\}\rho_3+\frac{2}{K}(1-\rho_3)\rho_1(1-f_{14})(1+f_{14}\rho_4)+(1-\rho_4)\rho_1\left[\left(1-f_{14}^2-\frac{2}{K}f_{14}\right)\rho_3+\frac{2}{K}f_{14}\right]$	$D_2=C_1'\left\{\frac{2}{K}(1-\rho_3)(1-\rho_{1e}\rho_4 f_{45}^2)+(1-f_{45})\rho_3[2(1-\rho_{1e}\rho_4 f_{45})-(\rho_{1e}+\rho_4)(1-f_{45})]\right\}$ $C_1'=\frac{[(K(1-J)+2J]^3-2J[K(1-J)+2J][K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}{K(1-J)[K(1-J)+2J]^2}$ $\rho_{1e}=\frac{K(1-J)[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}{[K(1-J)+2J]^2-2J[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}$	$D_3=C_1'''(1-\rho_c)\left\{\frac{2}{K}-\left[\frac{2}{K}-2+2f_{45}+(1-f_{45})^2\rho_4\right]\rho_3\right\}+\frac{2}{K}(1-\rho_3)\rho_c(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_4)+(1-\rho_4)\rho_c\left[\left(1-f_{45}^2-\frac{2}{K}f_{45}\right)\rho_3+\frac{2}{K}f_{45}\right]$ $C_1'''=\frac{K(1-J)+2J}{K(1-J)}$ $\rho_c=\frac{K(1-J)\rho_1+2J\rho_2}{K(1-J)+2J}$

sau, folosind relaţiile (40) :

$$E_1 = \frac{1}{\Delta}[I_{11} + (I_{12} + I_{13}R_d)N_4]\Phi_s,$$

$$E_3 = \frac{1}{\Delta}[I_{21} + (I_{21} + I_{23}R_d)N_4]\Phi_s, \quad (45)$$

$$E_4 = \frac{1}{\Delta}[I_{31} + (I_{32} + I_{33}R_d)N_4]\Phi_s,$$

unde Δ este factorul de depreciere a instalaţiei iar coeficienţii I_{jk} sînt, în funcţie de modelul de calcul admis, elementele uneia din matricele $[I]$, $[I']$, $[I'']$, $[I''']$ care, conform relaţiilor (54), (56), (59), (61) din [2] reprezintă respectiv inversele matricelor $[D]$, $[D']$, $[D'']$, $[D''']$, ale căror elemente sînt prezentate în tabelul 2.

Operaţiile de inversare a matricelor $[D]$ conduc la relaţiile :

$$I_{11} = \frac{1}{DD}(D_{22}D_{33} - D_{23}D_{32}),$$

$$I_{12} = \frac{1}{DD}(D_{13}D_{32} - D_{12}D_{33}),$$

$$I_{13} = \frac{1}{DD}(D_{12}D_{23} - D_{13}D_{22}),$$

$$I_{21} = \frac{1}{DD}(D_{23}D_{31} - D_{21}D_{33}),$$

$$I_{22} = \frac{1}{DD}(D_{11}D_{33} - D_{13}D_{31}), \quad (46)$$

$$I_{23} = \frac{1}{DD}(D_{13}D_{21} - D_{11}D_{23}),$$

$$I_{31} = \frac{1}{DD}(D_{21}D_{32} - D_{22}D_{31}),$$

$$I_{32} = \frac{1}{DD}(D_{12}D_{31} - D_{11}D_{32}),$$

$$I_{33} = \frac{1}{DD}(D_{11}D_{22} - D_{12}D_{21}),$$

în care :

$$DD = D_{11}(D_{22}D_{33} - D_{23}D_{32}) + D_{12}(D_{23}D_{31} - D_{21}D_{33}) + D_{13}(D_{21}D_{32} - D_{22}D_{31}).$$

Calculînd mai întîi coeficienţii D_{ij} cu expresiile din tabelul 2 şi înlocuind valorile obţinute în relaţiile (46) rezultă valorile numerice ale coeficienţilor I_{jk} corespunzătoare modelului de calcul adoptat.

Substituirea expresiilor coeficienţilor D_{ij} din tabelul 2 în (46) permite exprimarea directă a coeficienţilor I_{jk} în funcţie de factorii de reflexie şi de geometria instalaţiei pentru fiecare din modelele de calcul ; relaţiile de calcul sînt în unele situaţii ceva mai complicate.

Pentru modelul general cu patru suprafeţe de calcul (fig. 1 a) formulele de calcul direct al coeficienţilor I_{jk} sînt prezentate în anexa 1. În cazul corpurilor de iluminat montate direct pe tavan sau pentru modelele simplificate de calcul corespunzătoare figurilor 1 b şi 1 c se obţin expresiile din tabelul 3.

Analizînd relaţiile (44) sau (45) se constată că, spre deosebire de problema de proiectare, problema de verificare este totdeauna posibilă, indiferent de corpul de iluminat folosit.

Avînd precizate numărul şi amplasarea corpurilor de iluminat, raportul direct al instalaţiei R_d care intervine în relaţiile (45) se determină cu expresia (24) corespunzător multiplicatorilor geometrici medii reali calculaţi cu expresiile (20).

6. Calculul instalaţiei de iluminat prin metoda factorului de utilizare

A. *Fluxurile luminoase finale pe suprafeţele încăperii*

Pentru oricare din modelele de calcul cu trei suprafeţe semnificative, fluxurile luminoase finale pe suprafeţele respective Φ_1, Φ_3 şi Φ_4 se calculează în funcţie de fluxurile luminoase directe Φ_{01}, Φ_{03} şi Φ_{04} conform relaţiilor (62), (64) sau (66) din [2] :

$$\Phi_1 = F_{11}\Phi_{01} + F_{12}\Phi_{03} + F_{13}\Phi_{04},$$
$$\Phi_3 = F_{21}\Phi_{01} + F_{22}\Phi_{03} + F_{23}\Phi_{04}, \quad (47)$$
$$\Phi_4 = F_{31}\Phi_{01} + F_{32}\Phi_{03} + F_{33}\Phi_{04},$$

unde, similar § 5 :

$$F_{11} = \frac{1}{DC}(C_{22}C_{33} - C_{23}C_{32}),$$

$$F_{12} = \frac{1}{DC}(C_{13}D_{32} - C_{12}C_{33}),$$

$$F_{13} = \frac{1}{DC}(C_{12}C_{23} - C_{13}C_{22}),$$

$$F_{21} = \frac{1}{DC}(C_{23}C_{31} - C_{21}C_{33}),$$

$$F_{22} = \frac{1}{DC}(C_{11}C_{33} - C_{13}C_{31}), \quad (48)$$

$$F_{23} = \frac{1}{DC}(C_{13}C_{21} - C_{11}C_{23}),$$

$$F_{31} = \frac{1}{DC}(C_{21}C_{32} - C_{22}C_{31}),$$

Tabelul 4

Coeficienți de calcul al fluxurilor luminoase directe

Model / C_{jk}	Corpuri de iluminat montate direct pe tavan	Corpuri de iluminat montate suspendat	
		Model simplificat fig. 1 b	Model simplificat fig. 1 c
C_{11}	1	$\frac{1}{\varkappa_c}$	$1-(1-C_1'')\rho_c$
C_{12}	$-\frac{K}{2}(1-f_{14})\rho_3$	$-\frac{K}{2}(1-f_{45})\rho_3$	
C_{13}	$-f_{14}\rho_4$	$-f_{45}\rho_4$	
C_{21}	$-(1-f_{14})\rho_1$	$-\frac{1}{\varkappa_c}(1-f_{45})\rho_{1e}$	$-C_1''(1-f_{45})\rho_1$
C_{22}	$\frac{1}{\varkappa_3}=1-[1-(1-f_{14})K]\rho_3$	$\frac{1}{\varkappa_3}=1-[1-(1-f_{45})K]\rho_3$	
C_{23}	$-(1-f_{14})\rho_4$	$-(1-f_{45})\rho_4$	
C_{31}	$-f_{14}\rho_1$	$-\frac{1}{\varkappa_c}f_{45}\rho_{1e}$	$-C_1''f_{45}\rho_c$
C_{32}	$-\frac{K}{2}(1-f_{14})\rho_3$	$-\frac{K}{2}(1-f_{45})\rho_3$	
C_{33}	1		

$$C_1''=\frac{K(1-J)}{K(1-J)+2J}$$

$$\varkappa_2=\frac{1}{1-(1-C_1')\rho_c}$$

$$\rho_{1e}=\frac{K(1-J)[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}{[K(1-J)+2J]^2-2J[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]};$$

$$\rho_c=\frac{K(1-J)\rho_1+2J\rho_2}{K(1-J)+2J}$$

$$F_{32}=\frac{1}{DC}(C_{12}C_{31}-C_{11}C_{32}),$$

$$F_{33}=\frac{1}{DC}(C_{11}C_{22}-C_{12}C_{21}),$$

$$DC=C_{11}(C_{22}C_{33}-C_{23}C_{32})+C_{12}(C_{23}C_{31}-C_{21}C_{33})+C_{13}(C_{21}C_{32}-C_{22}C_{31}),$$

expresiile de calcul al coeficienților C_{ij}, în funcție de caracteristicile instalației de iluminat, fiind cele din tabelul 4 pentru modelele de calcul uzuale. În expresiile respective intervin mărimile menționate în § 5.

Înlocuind coeficienții C_{ij} în relațiile (48) se obțin direct expresiile de calcul al coeficienților F_{jk} (tab. 5).

B. *Factorii de utilizare corespunzători suprafețelor încăperii*

Pe baza relației de definiție (31), rezultă factorii de utilizare pentru tavanul real sau echivalent, pereți și planul util:

$$u_1=\frac{\Phi_1}{\Phi_{lt}},\quad u_3=\frac{\Phi_3}{\Phi_{lt}},\quad u_4=\frac{\Phi_4}{\Phi_{lt}}. \tag{49}$$

Înlocuind în relațiile (49) relațiile (47) și expresiile fluxurilor luminoase directe (28), (29) și (30), rezultă:

$$\begin{aligned}u_1&=\{F_{11}+[F_{12}-F_{11}+(F_{13}-F_{12})R_d]N_4\}N_5,\\ u_3&=\{F_{21}+[F_{22}-F_{21}+(F_{23}-F_{22})R_d]N_4\}N_5,\\ u_4&=\{F_{31}+[F_{32}-F_{31}+(F_{33}-F_{32})R_d]N_4\}N_5.\end{aligned} \tag{50}$$

Pe baza definiției utilanțelor reduse (33), relațiile (36) și (45) permit exprimarea factorilor de utilizare în funcție de coeficienții de calcul al iluminărilor. Fără a considera factorul de depreciere, rezultă:

$$\begin{aligned}u_1&=C_1'''[I_{11}+(I_{12}+I_{13}R_d)N_4]N_5,\\ u_3&=\frac{2}{K}[I_{21}+(I_{22}+I_{23}R_d)N_4]N_5,\\ u_4&=[I_{31}+(I_{32}+I_{33}R_d)N_4]N_5.\end{aligned} \tag{51}$$

Comparînd expresiile (50) și (51), se obțin relațiile între coeficienții de calcul al iluminărilor și coeficienții de calcul al fluxurilor luminoase totale:

$$I_{11}=\frac{F_{11}}{C_1'''}=C_1''F_{11},\quad I_{12}=\frac{1}{C_1'''}(F_{12}-F_{11})=$$

$$=C_1''(F_{12}-F_{11});\quad I_{13}=\frac{1}{C_1'''}(F_{13}-F_{12})=$$

$$=C_1''(F_{13}-F_{12})$$

$$I_{21}=\frac{K}{2}F_{21},\quad I_{22}=\frac{K}{2}(F_{22}-F_{21}),$$

$$I_{23}=\frac{K}{2}(F_{23}-F_{22}), \tag{52}$$

$$I_{31}=F_{31},\quad I_{32}=F_{32}-F_{31},\quad I_{33}=F_{33}-F_{32}.$$

Din echivalențele obținute rezultă că este necesar să se calculeze (eventual să se tabeleze) numai coeficienții de flux sau de iluminare, ceilalți coeficienți rezultînd prin calcule elementare.

Determinarea factorilor de utilizare cu relațiile (50) sau (51) necesită cunoașterea indica-

torilor de distribuție și a raportului direct corespunzătoare corpului de iluminat folosit. Valorile obținute servesc pentru rezolvarea atît a problemei de proiectare, cît și a celei de verificare a instalației de iluminat.

C. *Proiectarea instalației de iluminat*

Întrucît, așa cum s-a arătat în § 5, este puțin probabilă găsirea unei soluții care să conducă la realizarea simultană a valorilor impuse ale iluminărilor pe cele trei suprafețe semnificative ale încăperii și avînd în vedere că singura mărime normată în prezent este iluminarea medie pe suprafața de lucru (planul util) E_4, proiectarea instalației se face pornind de la factorul de utilizare pentru planul util u_4 determinat, pentru corpul de iluminat ales, cu expresia corespunzătoare din (50) sau (51) și folosind raportul direct de referință dat de relația (26).

Din relația (49) și ținînd seama de factorul de depreciere a instalației Δ, rezultă :

$$\Phi_{lt} = \Delta \frac{\Phi_4}{u_4} = \frac{\Delta E_4 A_4}{u_4}, \qquad (53)$$

de unde se obțin numărul de lămpi N_l (fiecare cu fluxul luminos Φ_l) și numărul de corpuri de iluminat n_c necesare a fi instalate :

$$N_l = \frac{\Phi_{lt}}{\Phi_l} = \frac{\Delta E_4 A_4}{u_4 \Phi_l}; \quad n_c = \frac{N_l}{n_l}. \qquad (54)$$

Amplasînd în mod corespunzător cele n^c corpuri de iluminat (eventual suplimentînd numărul lor pentru a obține o amplasare dorită) se trece la problema de verificare a instalației. Dacă rezultatele verificării nu sînt acceptabile, se reia problema modificînd numărul de corpuri de iluminat sau alegînd alt corp.

D. *Verificarea instalației de iluminat*

Avînd calculați factorii de utilizare pentru cele trei suprafețe cu relațiile (50) sau (51) și pornind de la definiția factorilor respectivi (49), rezultă iluminările medii pe suprafețe, cu considerarea factorului de depreciere a instalației Δ :

$$E_1 = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{\Phi_1}{A_1 + A_2} = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_1 \Phi_{lt}}{A_1 + A_2} =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_1 N_l \Phi_l}{A_1 + A_2}$$

$$E_3 = \frac{1}{\Delta} \frac{\Phi_3}{A_3} = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_3 \Phi_{lt}}{A_3} =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_3 N_l \Phi_l}{A_3} \qquad (55)$$

$$E_4 = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{\Phi_4}{A_4} = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_4 \Phi_{lt}}{A_4} =$$

$$= \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{u_4 N_l \Phi_l}{A_4}.$$

În expresiile factorilor de utilizare se introduce valoarea raportului direct real al instalației calculat cu relația (26) folosind multiplicatorii geometrici medii reali dați de relațiile (20).

7. Concluzii

— Prezentarea fenomenului de interreflexii în instalațiile de iluminat interior, cuprinzînd descrierea fenomenelor, terminologia aferentă și factorii cantitativi necesari evaluării acestora [1], permite stabilirea în mod unitar a unor relații analitice între mărimile luminoase care intervin în calculul iluminatului interior pentru diverse modele de calcul al instalației de iluminat [2];

— Relațiile analitice obținute fac posibilă trecerea la proiectarea modernă, asistată de calculator — un pas înainte față de vechile sisteme de proiectare bazate pe tabele precalculate, interpolări între valorile tabelate și aplicarea de coeficienți de corecție pentru situațiile concrete;

— Analizînd, în ultima parte a lucrării, metodologiile și procedurile de calcul utilizate actualmente în proiectare, se constată că acestea sînt în fond perfect echivalente diferind numai prin modalitățile de aplicare și prin mărimile de calcul folosite ca date inițiale sau rezultate finale. În consecință, este preferabilă o metodă simplă și intuitivă, condiții pe care le satisface în primul rînd metoda factorului de utilizare care face apel la aceleași relații de calcul (49) și (50) atît pentru proiectarea cît și pentru verificarea instalației. Aplicarea concretă a acestei metode trebuie însoțită de folosirea unor caracteristici nou introduse pentru corpurile de iluminat și pentru instalația de iluminat (indicatorii de distribuție zonali, raportul direct al instalației) și a procedeelor de determinare a acestora descrise în cadrul lucrării;

— Pentru scopurile practice este utilă folosirea unor modele de calcul simplificat pentru instalația de iluminat, dintre care cel mai intuitiv constă în înlocuirea suprafețelor tavanului și frizei printr-o singură suprafață concavă caracterizată prin factorul de reflexie mediu al celor două suprafețe reale componente.

Tabelul 5

Coeficienți de calcul al fluxurilor luminoase finale

F_i^j \ Model	Corpuri de iluminat montate direct pe tavan	Corpuri de iluminat montate suspendat	
		Model simplificat fig. 1 b	Model simplificat fig. 1 c
F_{11}	$\frac{1}{D_1'}\left\{1-\left[1-(1-f_{14})K+\right.\right.$ $\left.\left.+(1-f_{14})^2\frac{K}{2}\rho_4\right]\rho_3\right\}$	$\frac{1}{D_2'}\left\{1-\left[1-(1-f_{45})K+\right.\right.$ $\left.\left.+(1-f_{45})^2\frac{K}{2}\rho_4\right]\rho_3\right\}$	$\frac{1}{D_3'}\left\{1-\left[1-(1-f_{45})K+\right.\right.$ $\left.\left.+(1-f_{45})\frac{K}{2}\rho_4\right]\rho_3\right\}$
F_{12}	$\frac{1}{D_1'}(1-f_{14})(1+f_{14}\rho_4)\frac{K}{2}\rho_3$	$\frac{1}{D_2'}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_4)\frac{K}{2}\rho_3$	$\frac{1}{D_3'}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_4)\frac{K}{2}\rho_3$
F_{13}	$\frac{1}{D_1'}\left\{\left[(1-f_{14})^2\frac{K}{2}-f_{14}+\right.\right.$ $\left.\left.+f_{14}(1-f_{14})K\right]\rho_3+f_{14}\right\}\rho_4$	$\frac{1}{D_2'}\left\{\left[(1-f_{45})^2\frac{K}{2}-f_{45}+f_{45}(1-\right.\right.$ $\left.\left.+f_{45})K\right]\rho_3+f_{45}\right\}\rho_4$	$\frac{1}{D_3'}\left\{\left[(1-f_{45})^2\frac{K}{2}-f_{45}+\right.\right.$ $\left.\left.+f_{45}(1-f_{45})K\right]\rho_3+f_{45}\right\}\rho_4$
F_{21}	$\frac{1}{D_1}(1-f_{14})(1+f_{14}\rho_4)\rho_1$	$\frac{1}{D_1'\varkappa_c}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_4)\rho_{1e}$	$\frac{C_1''}{D_3'}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_4)\rho_c$
F_{22}	$\frac{1}{D_1'}(1-f_{14}^2\rho_1\rho_4)$	$\frac{1}{D_2'\varkappa_c}(1-f_{45}^2\rho_{1e}\rho_4)$	$\frac{1}{D_3'}\{1-[1-C_1''(1-f_{45}^2\rho_4)]\rho_c\}$
F_{23}	$\frac{1}{D_1'}(1-f_{14})(1+f_{14}\rho_1)\rho_4$	$\frac{1}{D_2'\varkappa_c}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_{1e})\rho_4$	$\frac{1}{D_3'}(1-f_{45})[1+(C_1''f_{45}+C_1''-1)\rho_c]\rho_4$
F_{31}	$\frac{1}{D_1'}\left\{\left[(1-f_{14})^2\frac{K}{2}-f_{14}+\right.\right.$ $\left.\left.+f_{14}(1-f_{14})K\right]\rho_3+f_{14}\right\}\rho_1$	$\frac{1}{D_2'\varkappa_c}\left\{\left[(1-f_{45})^2\frac{K}{2}-f_{45}+\right.\right.$ $\left.\left.+f_{45}(1-f_{45})K\right]\rho_3+f_{45}\right\}\rho_{1e}$	$\frac{C_1''}{D_3'}\left\{\left[(1-f_{45})^2\frac{K}{2}-f_{45}+\right.\right.$ $\left.\left.+f_{45}(1-f_{45})K\right]\rho_3+f_{45}\right\}\rho_c$
F_{32}	$\frac{1}{D_1'}(1-f_{14})(1+f_{14}\rho_1)\frac{K}{2}\rho_3$	$\frac{1}{D_2'\varkappa_c}(1-f_{45})(1+f_{45}\rho_{1e})\frac{K}{2}\rho_3$	$\frac{1}{D_3'}(1-f_{45})[1+C_1''f_{45}+C_1''-$ $-1)\rho_c]\frac{K}{2}\rho_3$
F_{33}	$\frac{1}{D_1'}\left\{1-\left[1-(1-f_{14})K+\right.\right.$ $\left.\left.+(1-f_{14})^2\frac{K}{2}\rho_1\right]\rho_3\right\}$	$\frac{1}{D_2'\varkappa_c}\left\{1-\left[1-(1-f_{45})K+\right.\right.$ $\left.\left.+(1-f_{45})^2\frac{K}{2}\rho_{1e}\right]\rho_3\right\}$	$\frac{1}{D_3'}\left\{1-(1-C_1'')\rho_c-\right.$ $-[1-(1-C_1'')\rho_c][1-$ $\left.-(1-f_{45})K]\rho_3-(1-f_{45})^2\frac{K}{2}C_1''\rho_c\rho_3\right\}$
	$D_1'=1-[1-(1-f_{14})K]\rho_3-$ $-(1-f_{14})^2\frac{K}{2}\rho_3(\rho_1+\rho_4)-$ $-f_{14}^2\rho_1\rho_4+f_{14}[f_{14}-(1-f_{14})K]\rho_1\rho_3\rho_4$	$D_2'=\frac{1}{\varkappa_c}\left\{1-\left[1-(1-f_{45})K\right]\rho_3-\right.$ $-(1-f_{45})^2\frac{K}{2}\rho_3(\rho_{1e}+\rho_4)-$ $-f_{45}^2\rho_{1e}\rho_4+f_{45}[f_{45}-$ $\left.-(1-f_{45})K\right]\rho_{1e}\rho_3\rho_4\right\}$ $\varkappa_c=\frac{[K(1-J)+2J]^2}{K(1-J)+2J]^2-2J[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}$ $\rho_{1e}=\frac{K(1-J)[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}{K(1-J)+2J]^2-2J[K(1-J)\rho_1+2J\rho_2]}$	$D_3'=1-(1-C_1'')\rho_c-$ $-[1-(1-C_1'')\rho_c]\left[1-\right.$ $\left.-(1-f_{45})K+(1-f_{45})^2\frac{K}{2}\rho_4\right]\rho_3-$ $-C_1''\frac{K}{2}(1-f_{45})^2(1+f_{45}\rho_4)\rho_3\rho_c-$ $-C_1''f_{45}\left\{\left[(1-f_{45}^2)\frac{K}{2}-f_{45}\right]\rho_3+\right.$ $\left.+f_{45}\right\}\rho_4\rho_c$ $C_1''=\frac{K(1-J)}{K(1-J)+2J}$ $\rho_c=\frac{K(1-J)\rho_1+2J\rho_2}{K(1-J)+2J}$

ANEXA 1

Coeficienți de calcul al iluminărilor finale în cazul modelului general (fig. 1 a)

$$I_{11}=\frac{1}{DD}\left[\frac{2}{K}-\left(\frac{2}{K}+2f_{45}-2\right)\rho_3-\right.$$
$$\left.-(1-f_{45})\rho_3\rho_4\right],$$

$$I_{12}=\frac{1}{DD}\left[\left(\frac{2}{K}+f_{45}-1\right)\rho_3+\right.$$
$$\left.+(1-f_{45})\rho_3\rho_4-\frac{2}{K}\right],$$

$$I_{13}=\frac{1}{DD}\left\{\frac{2}{K}f_{45}\rho_4-(1-f_{45})\rho_3-\right.$$
$$\left.-\left[\left(\frac{2}{K}+1\right)f_{45}-1\right]\rho_3\rho_4\right\},$$

$$I_{21}=\frac{1}{DD}(f_{15}-f_{14})\rho_1+(f_{14}-f_{15}-f_{45}+1)\rho_2+$$
$$+(1-f_{45})f_{14}\rho_1\rho_4+(1-f_{45})(f_{45}-f_{14})\rho_2\rho_4\Big],$$

$$I_{22}=\frac{1}{DD}\left[(1-f_{14})\rho_1+\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+\right.\right.$$
$$\left.+f_{14}-f_{45}\right)\rho_2+f_{14}\rho_1\rho_4+(f_{45}-f_{14})\rho_2\rho_4-$$
$$\left.-1-\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}\right],$$

$$I_{23}=\frac{1}{DD}\left\{(1-f_{45})\rho_1+\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+\right.\right.$$
$$+f_{15}-1\Big)\rho_2+\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+1\right)(1-f_{45})\rho_4+$$
$$+(f_{15}+f_{45}-1)\rho_1\rho_4-\left[\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}(1-f_{45})+\right.$$
$$\left.\left.+f_{15}-1\right]\rho_2\rho_4-1-\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}\right\},$$

$$I_{31}=\frac{1}{DD}\left\{\frac{2}{K}f_{14}\rho_1+\frac{2}{K}(f_{45}-f_{14})\rho_2+\right.$$
$$+\left[(1-f_{45})f_{15}-\left(\frac{2}{K}+f_{45}-1\right)f_{14}\right]\rho_1\rho_3+$$
$$+\left[(1-f_{15})(1-f_{45})-\left(\frac{2}{K}+\right.\right.$$
$$\left.\left.\left.+f_{45}-1\right)(f_{45}-f_{14})\right]\rho_2\rho_3\right\},$$

$$I_{32}=\frac{1}{DD}\left\{-\frac{2}{K}f_{14}\rho_1-\frac{2}{K}(f_{45}-f_{14})\rho_2+\right.$$
$$+(1-f_{45})\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+1\right)\rho_3+$$
$$+\left(\frac{2}{K}f_{14}+f_{45}-1\right)\rho_1\rho_3+\frac{2}{K}\left[f_{45}-f_{14}-\right.$$
$$\left.\left.-\frac{J}{1-J}(1-f_{45})\right]\rho_2\rho_3\right\},$$

$$I_{33}=\frac{1}{DD}\left\{-\frac{2}{K}(1-f_{45})\rho_1-\right.$$
$$-\frac{2}{K}\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+f_{15}-1\right)\rho_2-$$
$$-\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+1\right)\left(\frac{2}{K}+f_{45}-1\right)\rho_3+$$
$$+\left(\frac{2}{K}(1-f_{15})+f_{45}-1\right]\rho_1\rho_3+$$
$$+\frac{2}{K}\left[\frac{J}{1-J}\left(\frac{2}{K}+f_{45}-1\right)+\right.$$
$$\left.\left.+f_{15}-1\right]\rho_2\rho_3+\frac{2}{K}\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+1\right)\right\},$$

$$DD=\frac{2}{K}+\frac{4}{K^2}\frac{J}{1-J}-\frac{2}{K}(1-f_{15})\rho_1-$$
$$-\frac{2}{K}\left(\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}+f_{15}-1\right)\rho_2-$$
$$-\left(1+\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}\right)\left(\frac{2}{K}-2+2f_{45}\right)\rho_3+$$
$$+\left[\frac{2}{K}-2+2f_{45}-\left(\frac{2}{K}-1\right)f_{15}-\right.$$
$$\left.-f_{15}f_{45}+f_{14}(1-f_{45}\right]\rho_1\rho_3+$$
$$+\left[\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}\left(\frac{2}{K}-2+2f_{45}\right)-\right.$$
$$-\frac{2}{K}(1-f_{15})+(1-f_{45})(1+f_{46}-f_{14}-f_{15})\Big]\rho_2\rho_3-$$
$$-\left(1+\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}\right)(1-f_{45})^2\rho_3\rho_4-$$
$$-\frac{2}{K}f_{14}\rho_1\rho_4-\frac{2}{K}f_{45}(f_{45}-f_{14})\rho_2\rho_4+$$
$$+\left[\frac{2}{K}f_{14}f_{45}+(1-f_{45})(1-f_{45}-f_{14}-f_{15})\right]+$$

$$\times \rho_1\rho_3\rho_4 + \left[\frac{2}{K}\frac{J}{1-J}(1-f_{45})^2 + \right.$$

$$+\frac{2}{K}f_{45}(f_{45}-f_{14}) - (1-f_{45})(1+$$

$$\left.+f_{45}-f_{14}-f_{15})\right]\rho_2\rho_3\rho_4.$$

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* O prezentare unitară a interreflexiilor și a considerării lor în iluminatul interior. (I) Fenomene, terminologie, evaluare. În : EEA — Electrotehnica 38, nr. 2, feb. 1990, p. 65.

[2] *Dinculescu, P.* O prezentare unitară a interreflexiilor și a considerării lor în iluminatul interior. (II) Considerarea interreflexiilor în instalațiile de iluminat interior. În : EEA — Electrotehnica 38, nr. 4, apr. 1990, p. 13—25.

[3] *Dinculescu, P.* Utilizarea mărimilor geometrice adimensionale pentru determinarea unor indicatori cantitativi în instalațiile de iluminat. În : EEA — Electrotehnica 34 nr. 5, 1986, p. 189 — 196.

[4] *Dinculescu, P.* Factorii de legătură între suprafețele unei instalații de iluminat interior. În : EEA — Electrotehnica 33, nr. 1, 1985, p. 27—37.

[5] *Margoulis, W.* Etude nomografique pour la détermination des coefficients d'utilisation dans les projets d'éclairage. În : Revue Générale de l'Electricité, N 9, 1928, p. 439—444.

[6] IES Lighting Handbook. Fifth edition. Illuminating Engineering Society, New York, 1972.

[7] *Dinculescu, P.* Aspecte privind caracterizarea fotometrică a corpurilor de iluminat. În : EEA — Electrotehnica 31 nr. 5, 1983, p. 157—163.

[8] CIE Publication N 52. Calculations for Interior Lighting. Applied Method.

[9] CIE Publication N 40. Calculations for Interior Lighting. Basic Method.

[10] *Dinculescu, P.* Utilizarea microcalculatoarelor personale la proiectarea instalațiilor de iluminat. În : EEA — Electrotehnica 35, nr. 1, 1987, p. 13—22.

[11] *Dinculescu, P.* Determinarea factorului de utilizare pentru instalațiile de iluminat interior. În : EEA — Electrotehnica 31, nr. 8, 1983, p. 313—325.

[12] *Dinculescu, P.* On the Calculation of Average Illuminance in Various Existing Methods for Interior Lighting. În : 6-th National Conference „LIGHTING '84", Varna, 1984, p. 81—86.

ALIMENTARE PRIN CHOPPERE
TRANSLATOARE
MOTOARE PAS CU PAS

Generatoare de curent în regim de comutație pentru comanda motoarelor pas cu pas

EMIL VOICULESCU, MIHAI NEAMȚU* — CLUJ

Introducere

Pentru acționarea rapidă a unui motor pas cu pas (MPP), transferul de energie din sursa de alimentare în fazele motorului trebuie să dureze cît mai puțin, la fel transferul invers din faze în sursă. La puteri mici s-a folosit, ani la rînd, procedeul creșterii tensiunii de alimentare, concomitent cu limitarea prin circuite liniare a curentului [1—5]. Din 1982, de cînd corporația Ericsson a lansat chopperul monolitic PBL 3717 [6—8], devenit în scurt timp standard industrial, majoritatea producătorilor preferă driverele în regim de comutație la orice nivel de puteri, chiar wați [6—10].

1. Principiul de funcționare al chopperului și calculul frecvenței de oscilație

Alimentarea prin chopper permite folosirea unei singure tensiuni de alimentare. Circuitul unei faze, simplificat pentru a ilustra principiul de funcționare, este prezentat în figura 1 a. De fapt, în cazul unui motor bipolar, este necesară o punte completă (fig. 3), cu patru tranzistoare întreruptoare și patru diode de fugă. Circuitul funcționează în două cadrane : pe durata creșterii curentului în fază (fig. 1 b) se înmagazinează energie în inductivitatea fazei, iar la deconectarea fazei această energie este transferată sursei de alimentare. La conectarea fazei contactorul lucrează în cadranul I al planului (v_L, i); deconectarea cu recuperare de energie corespunde cadranului II ($v_L < 0$).

Proiectarea circuitului pornește, de obicei, de la cunoașterea curentului nominal în înfășurare și a timpilor de comutație ai fazei, mărimi ce determină valoarea tensiunii de alimentare, V. Funcționarea rezultă din diagramele cu forme de undă date în figura 2 și este prezentată odată cu calculul principalelor mărimi electrice.

Parcurgerea stării din figura 1 c, altă dată opțională, s-a generalizat în ultimul timp [6—8]. În această stare se ajunge blocînd un singur tranzistor din punte, T_2. Acest tranzistor joacă rolul tranzistorului de reglaj dintr-un

* Ing. ș.l. *Voiculescu, E.* și stud. *Neamțu, M.* — Institutul Politehnic — Cluj.

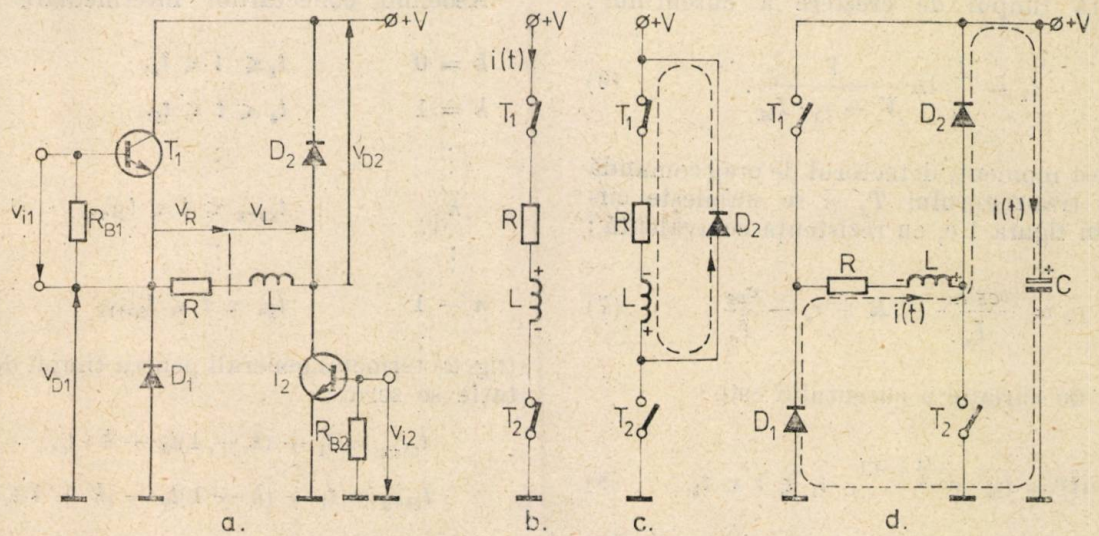
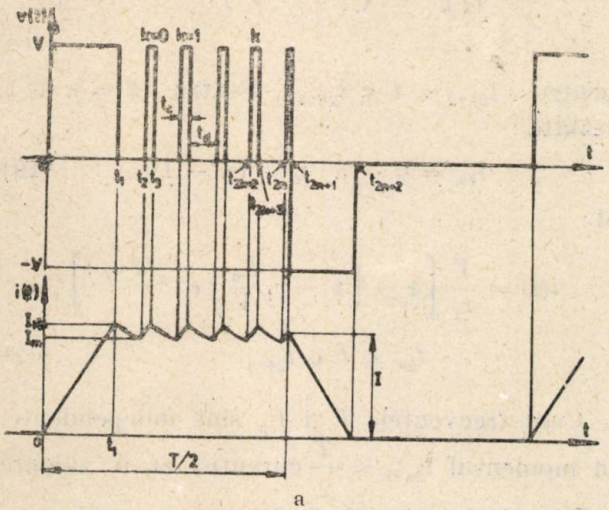
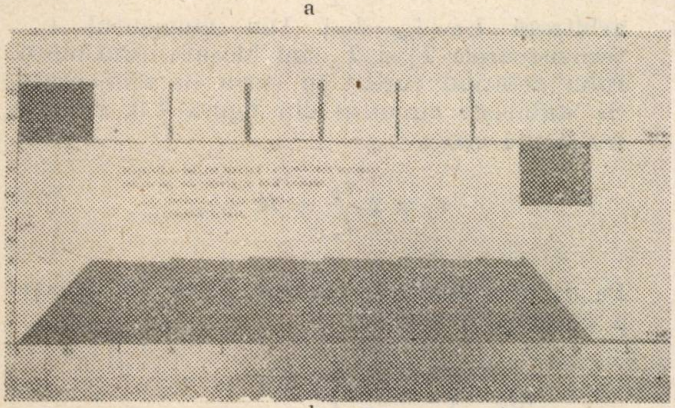


Fig. 1. Alimentarea unei faze de motor pas cu pas prin chopper: a — schema de principiu; b — conectarea rapidă a fazei la sursa de tensiune înaltă; c — menținerea curentului prin descărcare lentă; d — deconectare rapidă cu recuperarea energiei înmagazinate în inductivitate.

stabilizator de curent în regim de comutație, și este comandat în funcție de valoarea curentului din faza MPP. Celălalt tranzistor, T_1, este contactorul fazei și comută în ritmul frecvenței de mers a motorului. Chopperul este autooscilant. În starea menționată, deconectarea fără recuperare este lentă (frecvența de choppare nu trebuie să fie prea înaltă, pentru că pierderile în comutație pot crește prea mult).



a



b

Fig. 2. Forme de undă ale tensiunii și curentului fazei, în cazul limitării curentului cu un singur tranzistor regulator: a — notațiile utilizate; b — rezultatul simulării pe calculator.

Curentul fazei este menținut între două limite prescrise: cea minimă, I_m, și, respectiv, cea maximă, I_M. Așadar:

$$I_m \leqslant I_n \leqslant I_M, \tag{1}$$

în care I_n este curentul nominal al fazei, specificat în catalog, iar histerezisul curentului este:

$$I_M - I_m \leqslant 0{,}3\, I_n. \tag{2}$$

În figura 2 frecvența aplicată contactorului fazei este mai mică decît frecvența de comutație a regulatorului de curent, din această cauză are loc limitarea curentului prin choppare.

La momentul $t = 0$, tranzistoarele T_1 și T_2 sînt deschise puternic, iar faza motorului este conectată la sursa de alimentare. Se stabilește circuitul din figura 1 b, a cărui rezistență este:

$$r_1 \simeq 2\,\frac{v_{CE(sat)}}{I_n} + R + r_s, \tag{3}$$

în care r_s este rezistența de sesizare a curentului. Legea de variație a curentului este:

$$i(t) \simeq \frac{V}{r_1}\,(1 - e^{-\frac{r_1}{L}t}), \qquad 0 \leqslant t \leqslant t_1, \tag{4}$$

în primă aproximație, presupunînd inductivitatea fazei constantă, egală cu valoarea medie dată în catalog. La momentul t_1, este atinsă valoarea maximă a curentului:

$$I_M = \frac{V}{r_1}\,(1 - e^{-\frac{r_1}{L}t_1}). \tag{5}$$

Rezultă timpul de creștere a curentului:

$$t_1 = \frac{L}{r_1} \ln \frac{V}{V - r_1 \cdot I_M}. \quad (6)$$

În acest moment, detectorul de prag comandă blocarea tranzistorului T_2 și se stabilește circuitul din figura 1 c, cu rezistența echivalentă:

$$r_2 \simeq \frac{v_{CE(sat)}}{I_n} + R + r_s + \frac{v_{D2}}{I_n}. \quad (7)$$

Legea de variație a curentului este:

$$i(t) = I_M \cdot e^{-\frac{r_2}{L}(t-t_1)}, \quad t_1 \leqslant t \leqslant t_2. \quad (8)$$

La momentul t_2 este atinsă valoarea minimă a curentului:

$$I_m = I_M \cdot e^{-\frac{r_2}{L}(t_2-t_1)}. \quad (9)$$

Rezultă durata deconectării:

$$t_d = t_2 - t_1 \simeq \frac{L}{r_2} \ln \frac{I_M}{I_m}. \quad (10)$$

În momentul t_2, detectorul de prag comandă deschiderea tranzistorului T_2 și se stabilește din nou circuitul din figura 1 b. Legea de variație a curentului este de această dată;

$$i(t) = \frac{V}{r_1}\left[1 - \left(1 - r_1 \frac{I_m}{V}\right) e^{-\frac{r_1}{L}(t-t_2)}\right], \quad t_2 \leqslant t \leqslant t_3. \quad (11)$$

Rezultă durata conectării:

$$t_c = t_3 - t_2 \simeq \frac{L}{r_1} \ln \frac{V - r_1 I_m}{V - r_1 I_M}. \quad (12)$$

Din relațiile (10) și (12) rezultă frecvența de choppare:

$$f_{ch} = \frac{1}{t_c + t_d} \simeq 1 \Big/ \left(\frac{L}{r_1} \ln \frac{V - r_1 I_m}{V - r_1 I_M} + \frac{L}{r_2} \ln \frac{I_M}{I_m}\right). \quad (13)$$

Funcționarea ciclică descrisă se menține pînă în momentul $t = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$, în care f este frecvența de comandă a motorului pas cu pas, deci frecvența cu care este comutat tranzistorul T_1.

Asociind conectărilor intermediare indicii:

$$\begin{aligned} k &= 0 && t_2 \leqslant t \leqslant t_3, \\ k &= 1 && t_4 \leqslant t \leqslant t_5, \\ &\vdots && \vdots \\ k &&& t_{2k+2} \leqslant t \leqslant t_{2k+3}, \\ &\vdots && \vdots \\ n-1 && & t_{2n} \leqslant t \leqslant t_{2n+1}, \end{aligned} \quad (14)$$

(fig. 2) termenii generali pentru timpii de comutație se scriu:

$$t_{2k+2} = t_1 + (k+1)t_d + k \cdot t_c, \quad (15)$$

$$t_{2k+3} = t_1 + (k+1)t_d + (k+1)t_c, \quad (16)$$

iar expresiile curenților sînt:

$$i(t) = I_M e^{-\frac{r_2}{L}(-t_{2k+1})}, \text{ pentru } t_{2k+1} \leqslant t \leqslant t_{2k+2}, \quad (17)$$

și:

$$i(t) = \frac{V}{r_1}\left[1 - \left(1 - r_1 \frac{I_m}{V}\right) e^{-\frac{r_1}{L}(t-t_{2k+2})}\right], \quad (18)$$

pentru $t_{2k+2} \leqslant t \leqslant t_{2k+3}$. Pentru $k = n-1$, rezultă:

$$t_{2n} = t_1 + n \cdot t_d + (n-1)t_c \quad (19)$$

și:

$$i(t) = \frac{V}{r_1}\left[1 - \left(1 - r_1 \frac{I_m}{V}\right) e^{-\frac{r_1}{L}(t-t_2)}\right], \quad t_{2n} \leqslant t \leqslant t_{2n+1}. \quad (20)$$

Cum frecvențele f și f_{ch} sînt independente, în momentul $t_{2n+1} = \frac{T}{2}$ curentul ia o valoare arbitrară $I \in [I_m, I_M]$. Din momentul t_{2n+1} tranzistoarele T_1 și T_2 sînt blocate, faza motorului debitînd curent în sursa de alimentare. Se stabilește circuitul din figura 1 d, a cărui rezistență este:

$$r_3 \simeq 2\frac{v_D}{I_n} + R + r_s. \quad (21)$$

Pe durata frontului căzător, legea de variație a curentului este:

$$i(t) = \left(I + \frac{V}{r_3}\right) e^{-\frac{r_3}{L}(t-t_{2n+1})} - \frac{V}{r_3}, \quad t_{2n+1} \leqslant t \leqslant t_{2n+2}, \quad (22)$$

iar :

$$t_{2n+1} = t_1 + nt_d + (n-1)t_c + \\ + \frac{L}{r_1} \ln \frac{V - r_1 I_m}{V - r_1 I} \qquad (23)$$

și :

$$t_{2n+2} = t_{2n+1} + \frac{L}{r_3} \ln \left(1 + r_3 \frac{I}{V}\right). \qquad (24)$$

Formele de undă calculate conform acestor legi de variație sînt reprezentate cu calculatorul în figura 2 b [11].

Pentru :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_{2n+2} - t_{2n+1}}, \qquad (25)$$

are loc triangularizarea formei de undă a curentului fazei. Frecvența aplicată motorului poate crește în continuare, curentul limitîndu-se la o valoare I, inferioară pragului I_m. Scăderea valorii de vîrf a curentului sub I_m nu este însoțită neapărat de o reducere substanțială a cuplului motorului.

2. Generator de curent în regim de comutație pentru comanda MPP bipolare

Driverul pentru MPP bipolare din figura 3 [12] este un chopper dublu, compatibil cu circuitul integrat de ultimă oră PBL 3772 [6]. Echipat în exclusivitate cu componente indigene, driverul reprezintă o alternativă ieftină pentru un circuit integrat specializat greu de obținut.

El conține două generatoare de curent constant în regim de comutație, cîte unul pentru fiecare fază a unui MPP bipolar. Tensiunea de alimentare a chopperelor, +65 V, mai mare decît valoarea uzuală de 45 V a tensiunii de alimentare de la integrate [2—10], conferă performanțe superioare acestei variante. Dintre driverele integrate, singur UAA 4718 (capsulă Multiwatt) permite controlul unor curenți de pînă la 1,5 A în faze, la 60 V tensiune de alimentare [8].

Circuitul se compune din două secțiuni identice, fiecare conținînd : o punte în H cu tranzistoare și diode de recuperare, o oglindă de curent, care transferă semnalul cules pe rezistența de sesizare a curentului de la bara de alimentare la masă, un trigger Schmitt pentru controlul curentului. Sursa care generează tensiunea de referință a triggerelor este unică.

Circuitul permite și reducerea curentului din faze, cînd motorul este în repaus. Pentru aceasta se întrerupe alimentarea LED-ului din optocuplor, și curentul este redus la jumătate prin choppare. Modificînd V_{Ref} se poate fixa orice valoare a curentului în plaja 100 mA...1 A_{vv}.

Funcționarea chopperului rezultă din oscilogramă (fig. 4 a). Legînd masa osciloscopului în punctul *2* și cele două sonde în punctele *3*, respectiv *1*, a fost posibilă vizualizarea simultană a tensiunii și curentului din fază. Forma de undă a curentului demonstrează mișcarea motorului, înclinația variabilă a dinților indicînd permanenta schimbare a inductivității fazei în mers.

Forma de undă a tensiunii pe faza motorului este de asemenea relevantă : cu toate că frecvența de choppare este înaltă, pe ecranul osciloscopului cîmpul corespunzînd comutației este întunecat. Această comutație rapidă explică randamentul de 82% determinat experimental. Pierderile pînă la 100% se datoresc în principal procedeului disipativ de reglare ; doar la schimbarea sensului curentului în fază, are loc recuperare de energie. Pe durata recuperării, ten-

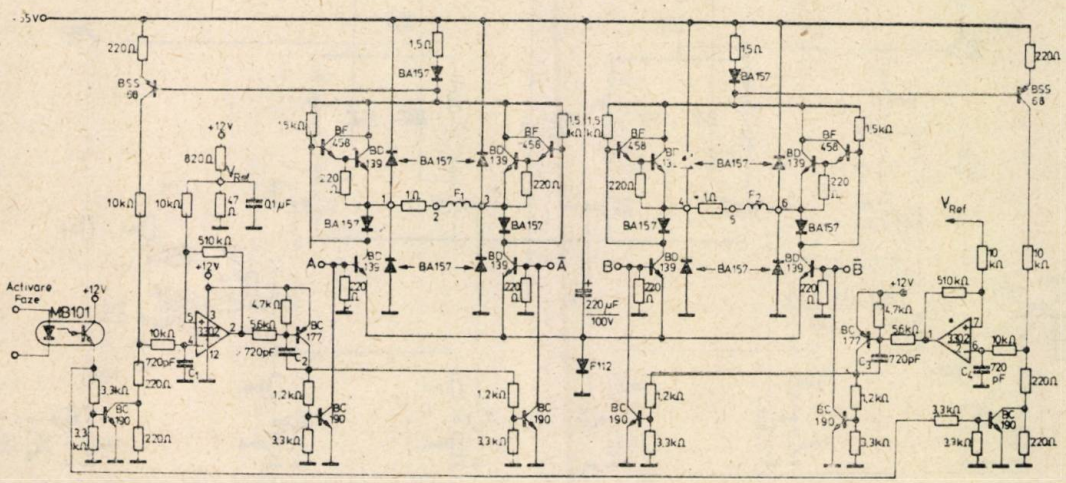


Fig. 3. Driver pentru alimentarea MPP bipolare cu două faze. Schema electrică.

siunea pe fază prezintă supracreșteri. Ele corespund căderilor de tensiune pe diodele de fugă.

În privința schemei, trebuie observat că topologia aleasă, cu toate tranzistoarele *npn*,

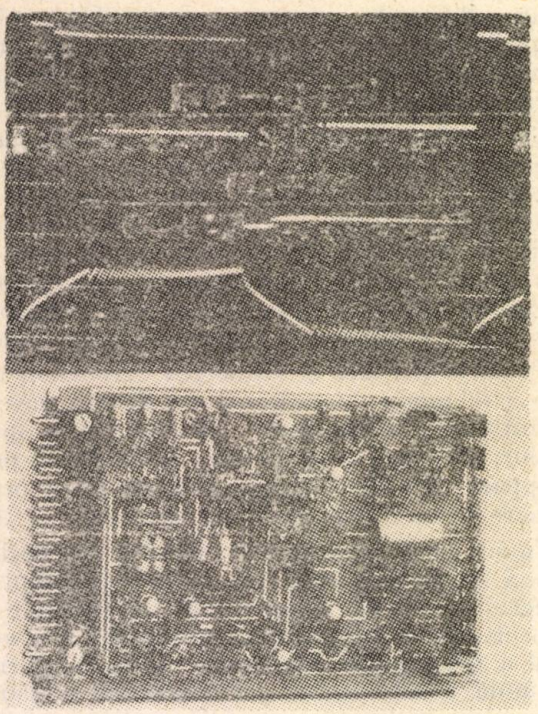


Fig. 4. Formele de undă ridicate experimental (a) și driverul realizat (b).

a. Sus: Tensiunea pe fază — 30 V/div.;
Jos: curentul în fază — 0,7 A/div.;
Baza de timp ≈ 0,7 ms/div.

exclude pericolul scurtcircuitării sursei de alimentare. Într-adevăr, diodele în serie cu faza, deci în serie cu tranzistoarele de jos ale punții conduc în contratimp cu cele de sus; conducția simultană a tranzistoarelor aflate pe aceeași verticală este astfel exclusă. Configurația este simplă și fiabilă.

Frecvențele de choppare depind de pragurile triggerelor și de valorile condensatoarelor $C_1 \ldots C_4$. Fără aceste condensatoare (caz tratat în cap. 2), cu valorile din schemă rezultă o frecvență de choppare de circa 50 kHz, care ar îngreuna inutil regimul termic al driverului. Valoarea de 720 pF, determinată experimental cu un motor Philips 9904 112 27201, a permis obținerea unei frecvențe de choppare în jurul a 20 kHz, fiind posibilă astfel chiar funcționarea fără radiator a BDurilor. Totuși, din cauză că la scurtcircuitarea fazei frecvența de choppare crește la 50 kHz, radiatorul este necesar.

Chopperul a fost supus unui test de anduranță de peste 48 de ore cu motorul menționat, și a funcționat corect. Regimul termic excelent, cu radiatorul la temperatura camerei, a determinat siguranța în funcționare, iar pe alt plan, continuarea lucrării prin integrarea în tehnologie hibridă a driverului. Se estimează că la sfîrșitul acestui an vor fi disponibile eșantioane ale circuitului integrat produse la ICPE București. În figura 4 b este prezentat driverul realizat (stud. M. Neamțu).

3. Generator de curent în regim de comutație pentru comanda MPP unipolare

Un avantaj în plus al schemei anterioare este ușurința cu care poate fi adaptată pentru un motor unipolar (fig. 5). În locul etajului final în contratimp, în acest caz sînt folosite tranzistoare cu emiterul comun și diode de fugă rapide. Pentru choppare sînt prevăzute doar două rezistoare de sesizare a curentului — cîte un singur rezistor pentru două faze care conduc în contratimp. Alte rezistoare de sesizare permit vizualizarea curenților din faze.

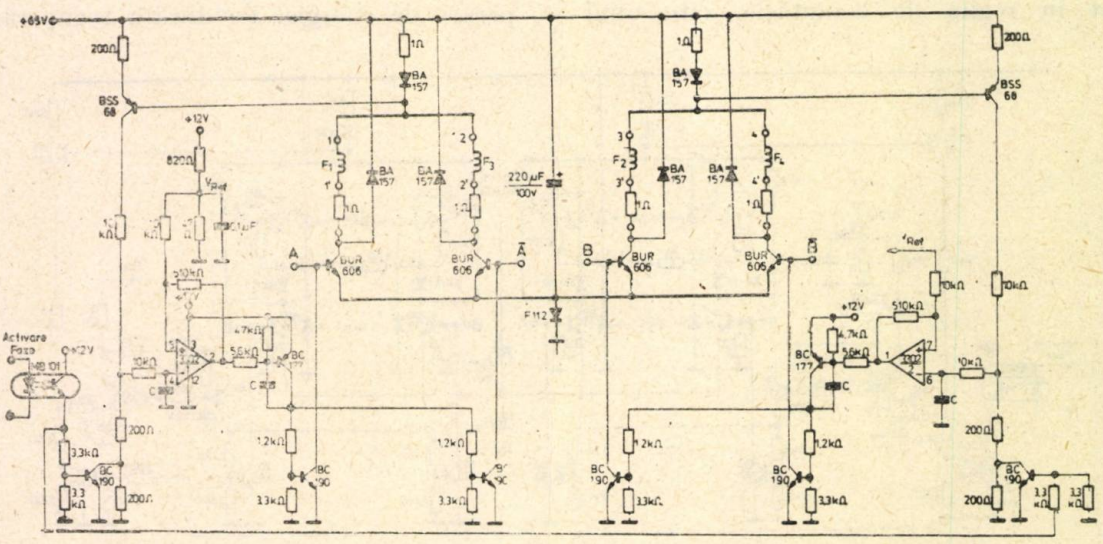


Fig. 5. Driver pentru alimentarea MPP unipolare cu patru faze. Schema electrică.

4. Translatoare

Ținînd seama de caracteristicile acționărilor cu motoare pas cu pas, s-au realizat cîteva translatoare adaptate acestui specific, prezentate în cele ce urmează.

Translatorul din figura 6, proiectat pentru interfațare cu orice calculator, asigură separare optică la intrări și este realizat cu circuite logice HLL, imune la perturbații. El mai conține un monostabil cu 555, care comandă reducerea curentului din faze cînd impulsurile de tact lipsesc mai mult de 5 secunde.

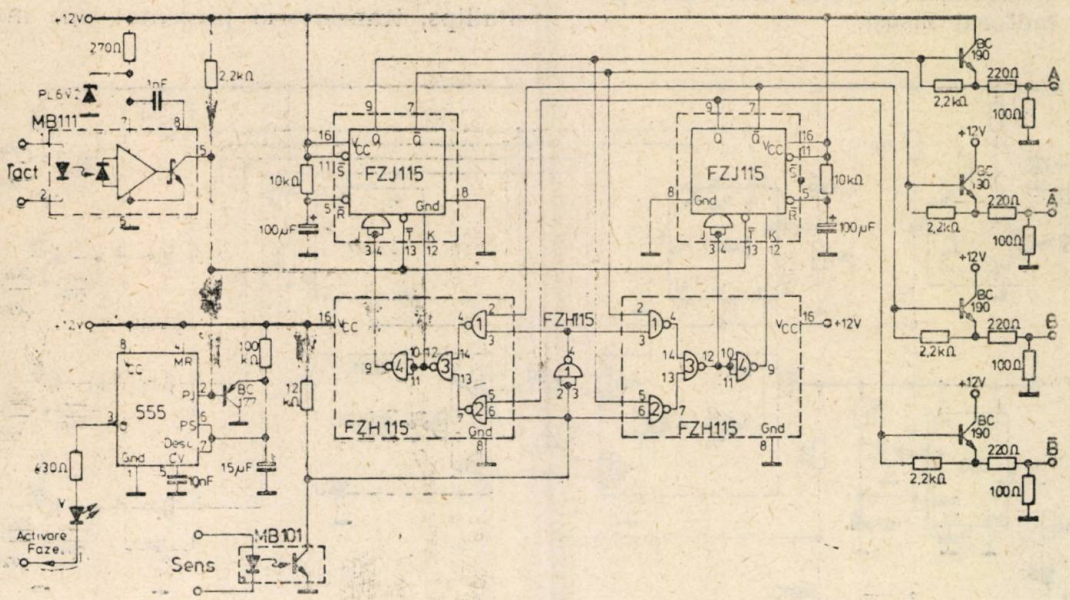


Fig. 6. Translator HLL cu separare optică la intrări și circuit pentru reducerea curentului în faze cînd motorul se află în repaus.

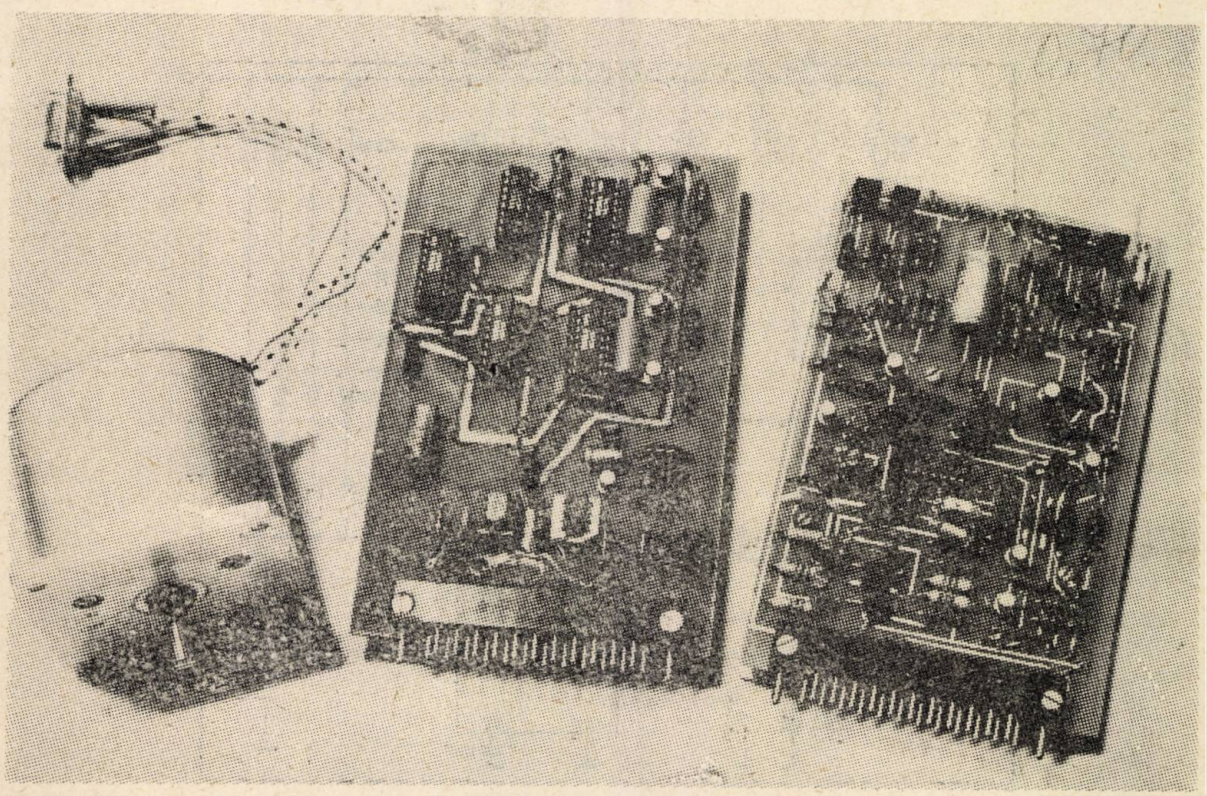


Fig. 7. Motorul pas cu pas și electronica asociată.

Cu marginea de zgomot conferită de alimentarea la 12 V, translatorul a fost insensibil la oscilațiile din driver. Cele două surse de alimentare, +12 V și +65 V, au fost decuplate, iar firele de la surse au fost torsadate separat, firele de legătură punîndu-se împreună într-un singur punct : masa driverului.

În figura 7 este făcută o comparație de gabarite între electronica asociată motorului pas cu pas și motorul însuși.

Deoarece IPRS-ul fabrică, deocamdată, doar porți HLL, a fost realizată și o variantă CMOS a translatorului (fig. 8). Față de translatorul HLL apare în plus doar bufferul 4049 de la ieșire.

Un circuit specializat simplifică substanțial proiectarea (fig. 9). Cu ajutorul circuitului pentru comanda MPP SAA 1027 al firmei Philips, translatorul prezentat mai înainte se

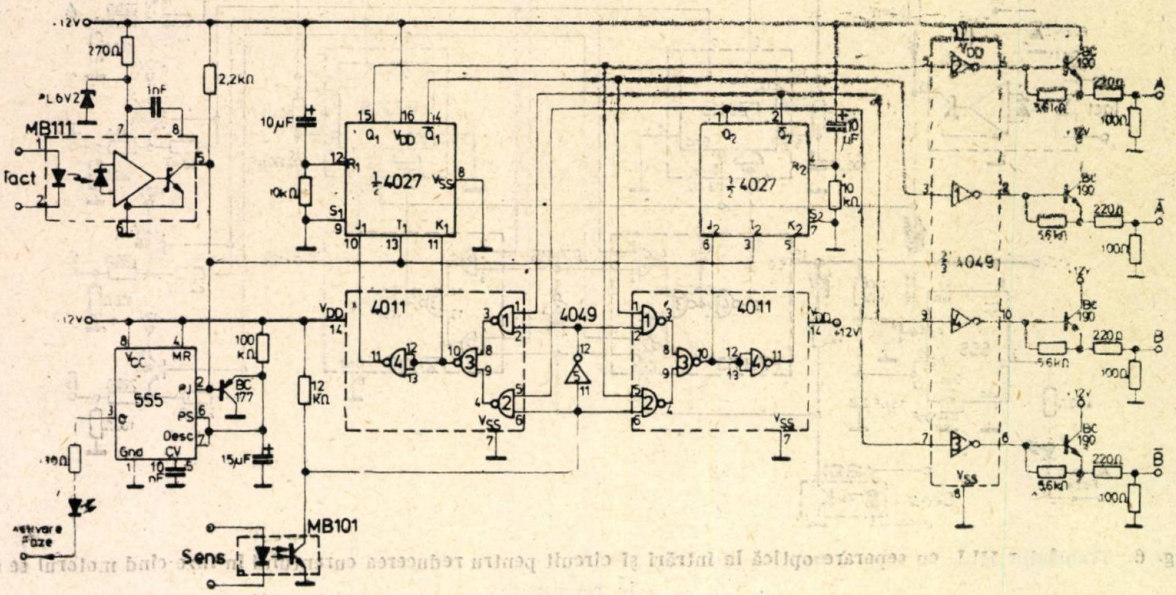


Fig. 8. Varianta CMOS a translatorului din fig. 6.

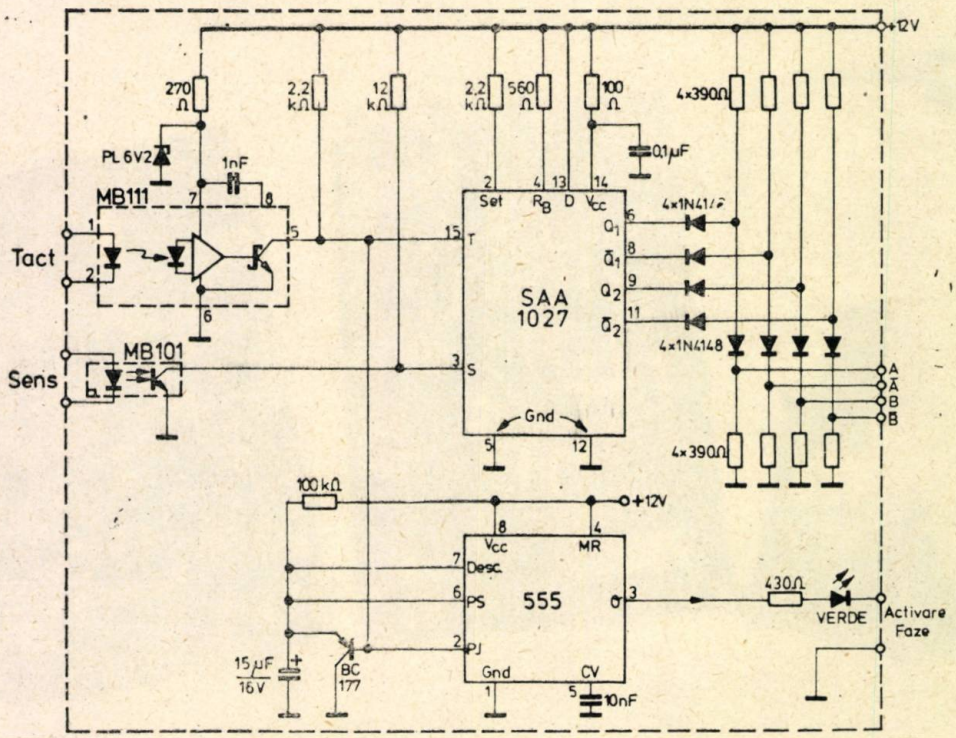


Fig. 9. Translator bazat pe circuitul specializat SAA 1027.

reduce la patru circuite integrate, iar imunitatea la perturbații crește.

În figura 10 este prezentat modelul experimental realizat (stud. M. Neamțu, stud. Kovàcs Jenö).

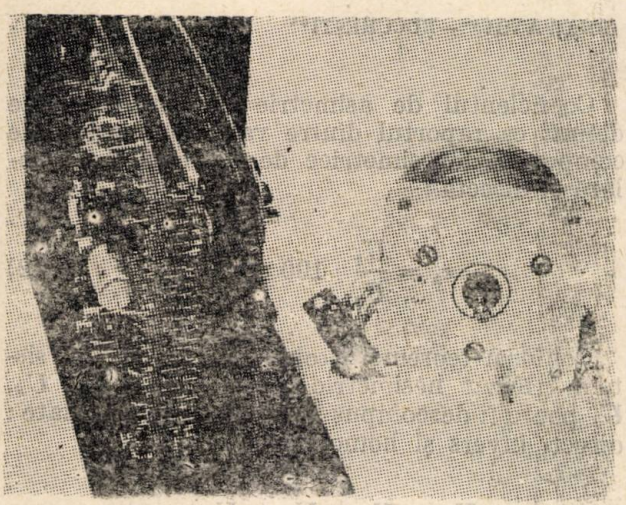


Fig. 10. Modelul experimental cu motorul comandat.

5. Concluzii

Progresele înregistrate în ultimul timp în domeniul comenzii motoarelor pas cu pas pe plan mondial, mergînd pînă la integrarea în același chip a părții de logică și a celei de putere (sute de wați [8]), au determinat proiectarea unor drivere originale, cu performanțe comparabile, destinate integrării în tehnologie hibridă.

În lucrare sînt prezentate rezultatele obținute.

Notă

Autorul mulțumește domnului inginer Paul Petrescu și doamnei inginer Carmen Retegan, de la ICPE București, pentru integrarea circuitului.

Bibliografie

[1] *Philips*. Stepping Motors and Associated Electronics Data Books 1977, 1981, 1986.

[2] *Motorola*. Silicon Monolithic Stepper Motor Driver MC 3479 P. Advance Information AD 1777, Motorola Inc., Toulouse, 1985.

[3] *SGS*. L 293/L 293 E Push-Pull Four Channerl Driver. Preliminary data sheets. Printed in Italy, nov 1981.

[4] *SGS*. L 702 Quad Darlington Switches. SGS-ATES Group of Companies, Italy, 1981.

[5] *Voiculescu, E., Mican, S., Frunză, F., Cristea, A.* Fast Drivers for Stepping Motors. Comunicare la a VI-a Conferință Națională de Acționări Electrice. În Proceedings, **vol. 1**, pp. 3.73—3.78. Timișoara, 13—14 mai, 1988.

[6] *Ericsson*. Integrated Circuits Data Book 1989/90. IC 2(89014) A-Ue, c Ericsson Components AB, Solna, 1989.

[6—1] Application Note I—01: PBL 3717 Design Background. În [6], p. 7. —7.6.

[6—2] PBL 3517—3960 Stepper Motor Drivers. În [6], p. 6.1—6.63.

[7] *Philips*. Electronic drive unit 9904 131 03007 for 2-phase bipolar stepping motor and 9904 131 03008 for 4-phase bipolar, using PBL 3717 ICs. În C17 Data Book, printed in The Netherlands, 1986.

[8] *Payet-Burin, P., Troussel, G.* Smart power dual bridge motor drive UAA 4718 from SGS-Thomson Microelectronics. În rev. Électronique de puissance no. 25/1989, Franța.

[9] *Gattavari, G., Grilli, C., Zanelli, E.* 40 Industrial Application Ideas. SGS Technical Note 150, c 1984, printed in Italy.

[9—1] Simple 0.5A bipolar stepping motor control using the L 293 IC. În [9], p. 25.

[9—2] Stepping motor driver with phase current rsgulation using the L 293 E IC. În [9], p. 26.

[9—3] Stepping motor driver with current regulation and short circuit protection with the L 293 E an l L 339. În [9], p. 27.

[9—4] 2A stepping motor buffer using the L 702 Darlington array. În [9], p. 28.

[9—5] 4A switch-mode solenoid driver with the L 294 IC. În [9], p. 29.

[10] *SGS*. The L 294 Switch-Mode Solenoid Driver. SGS Advance Data Sheet, printed in Italy, 1982.

[11] *Voiculescu, E.* Alimentarea MPP prin generatoare de curent în regim de comutație. În primul referat de doctorat, Institutul Politehnic Cluj, iunie 1981.

[12] *Voiculescu E., Neamțu M.* SwitchMode Drivers for Step Motors. Comunicare la cea de-a VII-a Conferință Națională de Acționări Electrice, Galați, 1990.

ENERGIE ELECTRICĂ
REGIMURI NESIMETRICE
RECEPTOARE ECHILIBRATE

Filtre active pentru măsurarea componentelor simetrice de tensiune

ION CONSTANTINESCU*, CARMEN GOLOVANOV** — BUCUREȘTI**

În tehnica transportului, distribuției și utilizării energiei electrice apar regimuri nesimetrice ale rețelelor electrice, datorate unor consumatori dezechilibrați monofazați, de puteri mari, ca spre exemplu : instalații și agregate monofazate de sudură (500—900 kVA), instalații electrotermice de inducție (100 MVA), tracțiune electrică (50 MW) [1].

Efectele regimurilor nesimetrice se manifestă asupra rețelelor de transport și distribuție a energiei electrice și asupra receptoarelor echilibrate [2, 3].

În rețele se constată creșterea consumului tehnologic, respectiv a pierderilor de energie. Pentru sistemul energetic românesc, pierderile suplimentare datorate regimurilor nesimetrice s-au evaluat la sute de milioane de kilowattore anual, fără luarea în considerare a pierderilor din rețelele proprii interioare ale întreprinderilor industriale [4]. Cele mai afectate receptoare echilibrate, în condițiile regimurilor nesimetrice, sînt motoarele asincrone, care reprezintă circa (50—70)% din totalul mașinilor electrice. Printre efectele regimurilor nesimetrice asupra motoarelor asincrone se enumeră : creșterea pierderilor însoțită de încălziri suplimentare ale înfășurărilor, apariția cîmpurilor învîrtitoare inverse, scăderea randamentului, micșorarea duratei de viață. Studii au arătat că durata de viață a unui motor asincron se reduce la jumătate, atunci cînd tensiunea de secvență inversă reprezintă 4% din tensiunea nominală.

Pentru asigurarea unei funcționări corespunzătoare a receptoarelor au fost stabilite norme privind parametrii energiei livrate, printre care și coeficienții de disimetrie și de asimetrie de tensiune.

Coeficientul de disimetrie de tensiune este definit cu raportul dintre valorile efective ale componentelor simetrice de secvență inversă și directă ale sistemului trifazat nesimetric de tensiuni la frecvența fundamentală ($f = 50$ Hz) [5] :

$$\varepsilon_i = \frac{U_i}{U_d} 100 \quad [\%]. \tag{1}$$

Valorile admisibile ale coeficienților de disimetrie de tensiune la bornele receptoarelor sînt de pînă la 2%.

Coeficientul de asimetrie de tensiune este definit ca raportul dintre valorile efective ale componentelor simetrice de secvență homopolară și directă :

$$\varepsilon_h = \frac{U_h}{U_d} \cdot 100 \quad [\%]. \tag{2}$$

Conform teoremei Stokvis-Fortescue, un sistem trifazat nesimetric de tensiuni, $\boldsymbol{U}_R$, $\boldsymbol{U}_S$, $\boldsymbol{U}_T$ poate fi descompus în trei sisteme trifazate : direct, invers și homopolar :

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}_R &= \boldsymbol{U}_h + \boldsymbol{U}_d + \boldsymbol{U}_i, \\ \boldsymbol{U}_S &= \boldsymbol{U}_h + a^2\boldsymbol{U}_d + a\boldsymbol{U}_i, \\ \boldsymbol{U}_T &= \boldsymbol{U}_h + a\boldsymbol{U}_d + a^2\boldsymbol{U}_i. \end{aligned} \tag{3}$$

Componentele simetrice rezultă prin rezolvarea sistemului de ecuații (3), în raport cu $\boldsymbol{U}_h$, $\boldsymbol{U}_d$ și $\boldsymbol{U}_i$,

$$\begin{aligned} \boldsymbol{U}_h &= \frac{1}{3}(\boldsymbol{U}_R + \boldsymbol{U}_S + \boldsymbol{U}_T), \\ \boldsymbol{U}_d &= \frac{1}{3}(\boldsymbol{U}_R + a\boldsymbol{U}_S + a^2\boldsymbol{U}_T), \\ \boldsymbol{U}_i &= \frac{1}{3}(\boldsymbol{U}_R + a^2\boldsymbol{U}_S + a\boldsymbol{U}_T). \end{aligned} \tag{4}$$

unde $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ reprezintă operatorul complex de rotație cu 120°.

Soluția clasică de măsurare a componentelor simetrice ale sistemului trifazat nesimetric de tensiuni o reprezintă folosirea filtrelor pasive. Precizia dependentă de variația frecvenței rețelei constituie principalul dezavantaj al acestei metode.

În lucrare se prezintă o soluție originală de măsurare a componentelor simetrice folosind filtre active, avînd ca element esențial o celulă defazoare cu 120°, a cărei funcționare este neafectată de variația frecvenței rețelei, între anumite limite impuse.

* ICSITE — București.
** Catedra Măsuri și Aparate Electrice — I.P.București.

1. Celula defazoare cu 120°

1.1. Principiul de funcționare

Făcînd referiri la schema simplificată din figura 1, circuitul de bază îl constituie celula trece-tot, realizată în jurul amplificatorului A_1 cu elemente R, C și r. Funcția de transfer a acestei celule:

$$F(\omega) = \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} = -\frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} = \exp\left(-2j \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_0}\right), \quad (5)$$

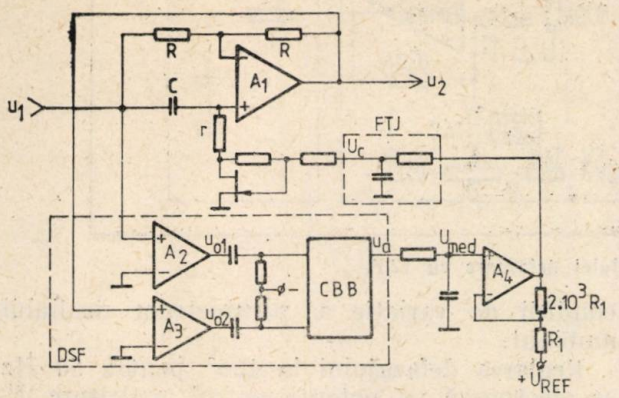


Fig. 1. Schema simplificată a celulei defazoare.

în care $\omega_0 = 1/rC$, ne arată că, alegerea corespunzătoare a elementelor r și C face posibilă obținerea unui defazaj între u_1 și u_2 de 120° pentru o frecvență a semnalelor de 50 Hz.

$$F(\omega)=\frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)}=-\frac{1-j\frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}=-\exp\left(-2j \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

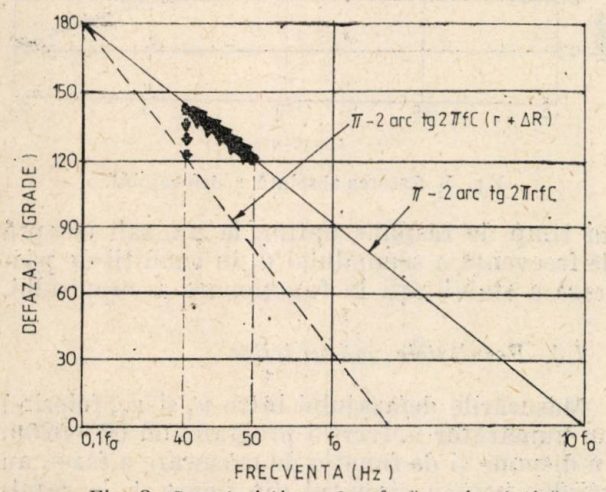


Fig. 2. Caracteristica de fază asimptotică.

Modulul funcției de transfer (5) fiind unitar, defazajul introdus este independent de variația amplitudinii semnalului de intrare u_1. Dependența de frecvență este însă marcantă, după cum rezultă din caracteristica de fază (fig. 2, cu linie plină), care este reprezentarea asimptotică a relației:

$$\varphi = 180° - 2 \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega}{\omega_0}, \quad (6)$$

dedusă din (5).

Pentru a obține „imunitate" și la variațiile frecvenței, o soluție constă în modificarea rezistenței r în funcție de abaterea de la defazajul de 120° între semnalul de intrare u_1 și cel de ieșire u_2. Un detector sensibil la fază sesizează abaterea, transformînd-o în semnal de comandă, de pildă pentru un TEC înseriat cu rezistorul r (fig. 1). Rezistorul TEC-ului, „completează" pe r conform relației:

$$r_{DS} = \frac{r_{DS(ON)}}{1-\frac{U_c}{2V_p}}, \quad (7)$$

în care $r_{DS(ON)}$ este rezistența la conducție a TEC-ului pentru $U_{GS} = 0$;

U_c — tensiunea de comandă a TEC-ului;

V_p — tensiunea de prag („pinch off") a TEC-ului.

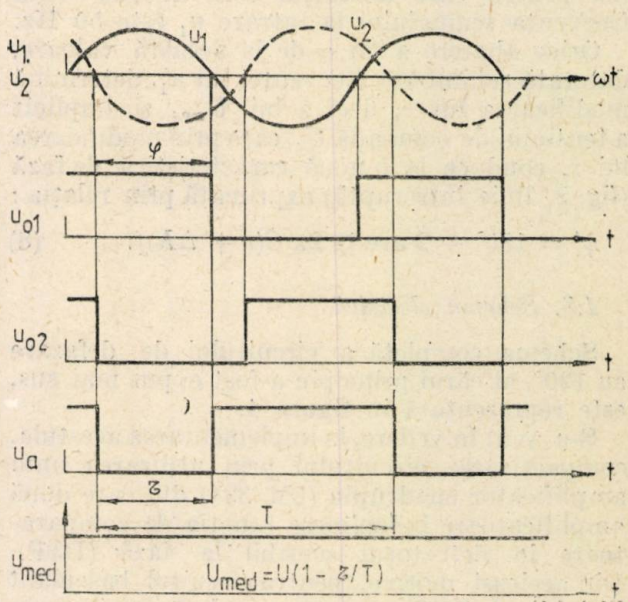


Fig. 3. Formele de semnal în diversele puncte ale circuitului din figura 1.

Pentru un defazaj egal cu 120°, semnalul la ieșirea bistabilului CBB (fig. 1) rămîne la nivel zero o durată τ (fig. 3) proporțională cu defazajul φ. După o integrare, ofsetare cu o tensiune de referință U_{REF}, amplificare și din nou o

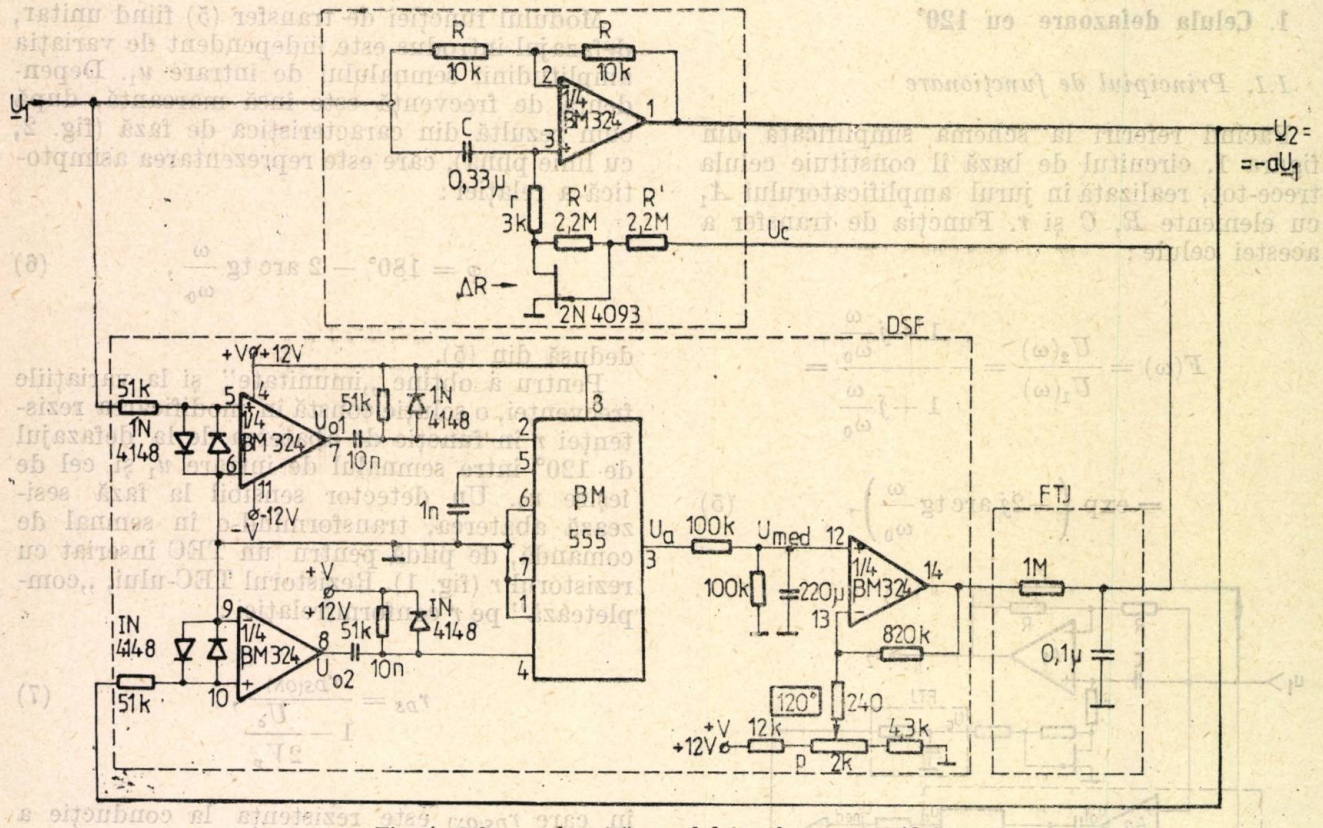


Fig. 4. Schema electrică a celulei defazoare cu 120°.

integrare, semnalul u_a este transformat în tensiunea continuă de comandă a TEC-ului, U_c. Aceasta se stabilește, variind pe U_{REF}, la valoarea pentru care defazajul este de 120° cînd frecvența semnalului la intrare u_1 este 50 Hz.

Orice abatere a lui φ de la această valoare, datorată schimbării frecvenței lui u_1, determină modificarea lui τ, deci a lui U_{med} și implicit a tensiunii de comandă U_c, care prin modificarea lui r, conduce la o nouă caracteristică de fază (fig. 2, linie întreruptă) exprimată prin relația :

$$\varphi' = 180° - 2 \text{ arc tg } 2\pi C(r + \Delta R)f. \qquad (8)$$

1.2. Schema electrică

Schema completă a circuitului de defazare cu 120°, al cărui principiu a fost expus mai sus, este reprezentată în figura 4.

S-a avut în vedere, la implementarea acestuia, compactizarea circuitului prin utilizarea unui amplificator cuadruplu (βM 324) din care două amplificatoare îndeplinesc funcția de comparatoare în detectorul sensibil la fază (DSF). Din aceleași motive, pentru circuitul basculant bistabil al DSF s-a ales o soluție mai puțin uzitată : folosirea circuitului de temporizare βM 555 care include un bistabil de tip RS [7].

Liniarizarea caracteristicii $r_{DS} = f(U_c)$ pentru TEC este asigurată prin folosirea rezistoarelor R', iar rezistoarele R fac parte dintr-o rețea rezistivă dual (RR002), în scopul păstrării modulului unitar al funcției de transfer și în condiții de variație a parametrilor mediului ambiant.

Reglarea defazajului la 120° pentru 50 Hz se efectuează cu potențiometrul multiture P, urmărind defazajul la un fazmetru numeric. Filtrul trece jos, FTJ, a fost calculat pentru

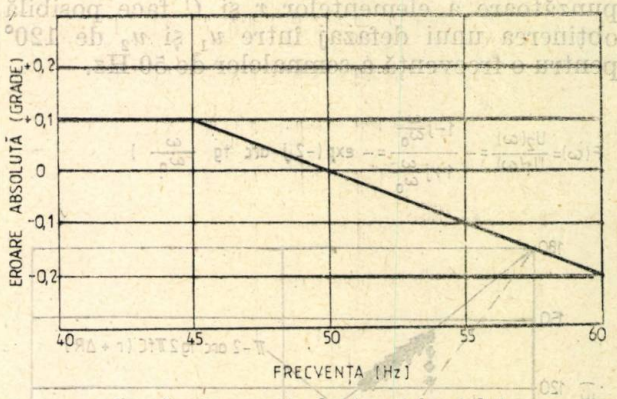


Fig. 5. Eroarea absolută a defazajului.

un timp de răspuns optim, la un salt-treaptă de frecvență a semnalului u_1 în condiții de păstrare a stabilității în funcționare a circuitului.

1.3. Rezultatele măsurărilor

Măsurările defazajului între u_1 și u_2, folosind un numărător universal programabil (E—0209) ce dispune și de funcția de măsurare a fazei, au condus pentru circuitul din figura 4, la rezul-

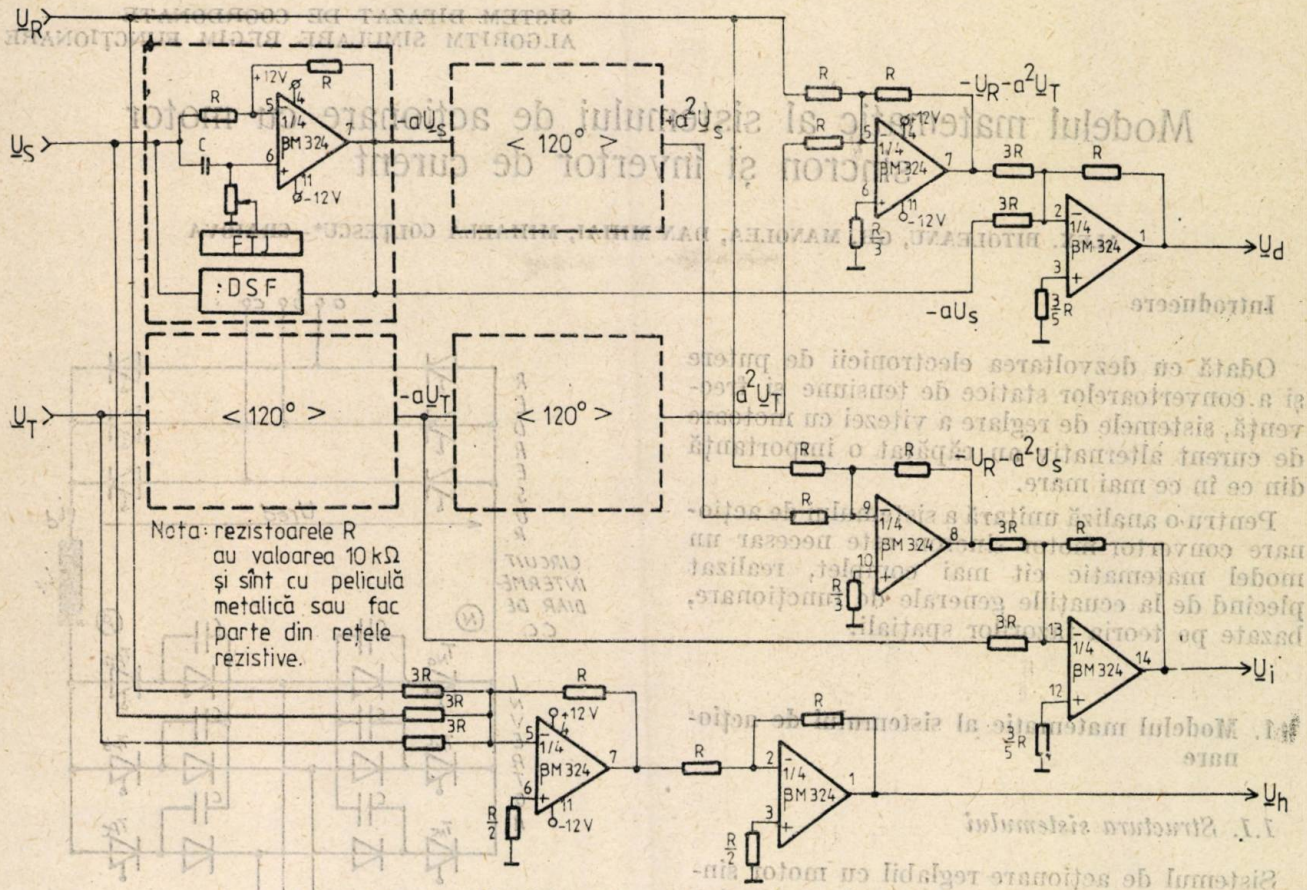


Fig. 6. Schema filtrului pentru separarea tensiunilor simetrice.

tatele exprimate prin graficul prezentat în figura 5. Se remarcă o eroare absolută mai mică de $\pm 0{,}2°$, în intervalul de variație a frecvenței semnalului la intrare 40 . . .60 Hz și fără distorsionarea semnalului la ieșire [8].

2. Filtru pentru separarea tensiunilor simetrice

Prezentăm mai sus schema circuitului complet (fig. 6), pentru separarea tensiunilor simetrice : directă U_d, inversă U_i și homopolară U_h. Sînt necesare 4 celule care asigură o defazare automată cu 120° de tipul celei descrise în capitolul precedent.

Trebuie precizat că schema se pretează la realizare prin tehnologia circuitelor electronice hibride avînd numai de cîștigat nu numai în reducerea gabaritului, dar mai ales în comportarea funcțională superioară în medii cu variații importante de temperatură.

3. Concluzii

Rezultatele măsurărilor pentru circuitul de bază-celula defazoare cu 120° — al filtrului, recomandă utilizarea cu succes a acestuia la măsurări în sisteme energetice cu variații importante ale frecvenței rețelei.

Eroarea pentru defazaj, mai mică de 0,2°, pentru un interval de variație a frecvenței rețelei cuprins între 40 Hz și 60 Hz face posibilă folosirea filtrului atît în sistemele cu 50 Hz cît și în cele cu 60 Hz fără a necesita modificări în circuit sau refacerea vreunui reglaj.

Bibliografie

[1] *Șidlovschii, A. K. Kuznețov, V., G., Nicolaenco, V. G.* Optimizația nesimmetricinîh rejimov. Sistem elektro — snabjeniia Kiev, Naukova Dumka, 1987.

[2] *Țugulea, A.* Considerații privind efectele energetice în regimurile armonice nesimetrice ale rețelelor trifazate. Energetica 34, 1986, nr. 3, pag. 121 — 129.

[3] *Țugulea, A., Golovanov, Carmen* Efectele energetice ale regimurilor nesimetrice și deformante ale sistemelor electroenergetice. Posibilități de măsurare. ENERG, vol. III, București, Ed. Tehnică, 1987.

[4] *Pavel, E.* Receptoare trifazate dezechilibrate. Caracteristici și particularități de funcționare în regimuri stabilizate. Energetica, vol. XXXVI, București, 6 (1988), pag. 241— 249.

[5] *Timotin, A. și colab.* Lecții de bazele electrotehnicii. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1964.

[6] *Stere, R.* Tranzistoare cu efect de cîmp. Ed. Tehnică, București, 1972.

[7] *Pinto, R. ș.a.* Low frequency phase measurements with 555 I.C, Electronic Engineering, 10 (1979).

[8] *Constantinescu, I.* Un circuit defazor cu 120°, la frecvența rețelei. Comunicare la Sesiunea „Realizări în domeniul electronicii profesionale", ICSITE, Snagov, 1988.

[9] *Golovanov, Carmen, Manolescu, P., Constantinescu, I.* Filtre active pentru măsurarea componentelor simetrice de tensiune și curent. Comunicare la al 3-lea Simpozion de metrologie, 15—17 octombrie 1987, București.

SISTEM BIFAZAT DE COORDONATE
ALGORITM SIMULARE REGIM FUNCȚIONARE

Modelul matematic al sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent

ALEX. BITOLEANU, GH. MANOLEA, DAN MIHAI, MIHAELA COLȚESCU*—CRAIOVA

Introducere

Odată cu dezvoltarea electronicii de putere și a convertoarelor statice de tensiune și frecvență, sistemele de reglare a vitezei cu motoare de curent alternativ au căpătat o importanță din ce în ce mai mare.

Pentru o analiză unitară a sistemului de acționare convertor-motor sincron este necesar un model matematic cît mai complet, realizat plecînd de la ecuațiile generale de funcționare, bazate pe teoria fazorilor spațiali.

1. Modelul matematic al sistemului de acționare

1.1. Structura sistemului

Sistemul de acționare reglabil cu motor sincron și invertor de curent cuprinde un motor sincron trifazat, alimentat printr-un invertor de curent, tensiunea continuă fiind obținută de la un redresor comandat și avînd în circuitul intermediar o bobină de inductivitate mare care imprimă o comportare cu caracter de sursă de curent (fig. 1).

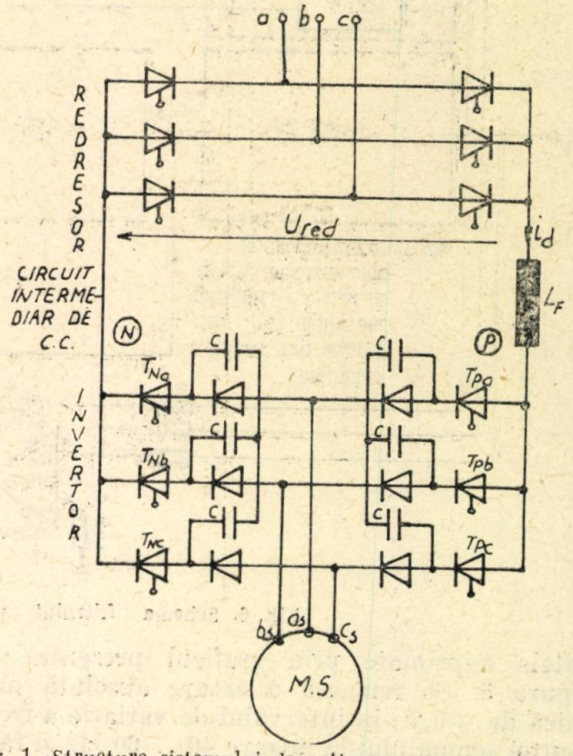


Fig. 1. Structura sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent.

1.2. Modelul matematic al redresorului trifazat complet comandat

Ținînd seama de formele de undă ale tensiunilor de fază și ale tensiunilor de referință liniar variabile, sincronizate cu tensiunile de linie (fig. 2), se poate elabora un model matematic simplu și concentrat foarte ușor de implementat pe un sistem de calcul numeric [1].

Considerînd inițial drept origine de timp, originea fazei *a* și exprimînd tensiunea redresată ca valoare instantanee, apare necesară translația ordonatei, astfel încît originea timpului să coincidă cu momentul în care tensiunea de linie :

$$u_{ab} = 0 \quad (\omega t' = \omega t + \pi/6).$$

În urma efectuării calculelor se obține, pentru tensiunea redresată, următoarea funcție defi-

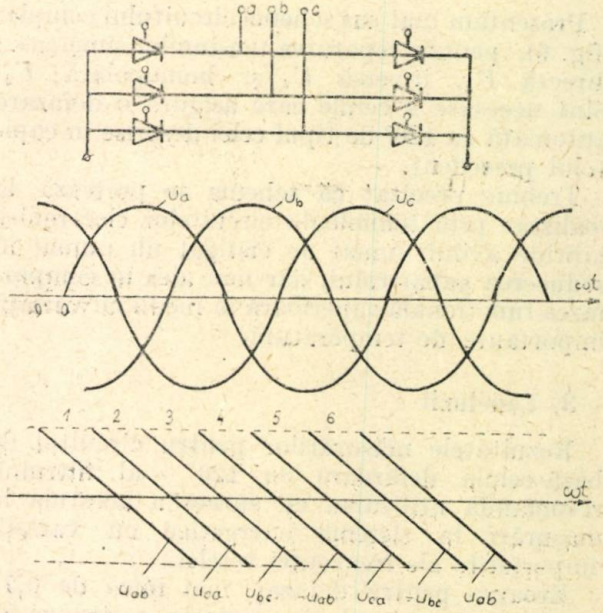


Fig. 2. Explicativă pentru variația în timp a tensiunii redresate.

Dr. ing. *Bitoleanu, A.*, dr. ing. *Manolea, Gh.*, ing. *Mihai, D.* — Facultatea de Electromecanică — Craiova, ing. *Colescu, Mihaela* — Comb. Ch. Işalniţa.

nită pe intervale :

$$u_R = \begin{cases} u_{ab} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin \omega t; \\ \omega t \in [2k\pi,\ 2k\pi + \pi/3) \\ -u_{ca} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin(\omega t - \pi/3); \\ \omega t \in [2k\pi + \pi/3,\ 2k\pi + 2\pi/3) \\ u_{bc} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3); \\ \omega t \in [2k\pi + 2\pi/3,\ 2k\pi + \pi) \\ -u_{ab} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin(\omega t - \pi); \\ \omega t \in [2k\pi + \pi,\ 2k\pi + 4\pi/3) \\ u_{ca} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3); \\ \omega t \in [2k\pi + 4\pi/3,\ 2k\pi + 5\pi/3) \\ -u_{bc} = \sqrt{6}\,U \cdot \sin(\omega t - 5\pi/3); \\ \omega t \in [2k\pi + 5\pi/3,\ 2(k+1)\pi). \end{cases} \quad (1)$$

Introducînd variabilele contor :

$$k = \left[\frac{\omega t}{2\pi}\right], \quad (2)$$

referitoare la o perioadă a tensiunii redresate și :

$$J = \left[\frac{\omega t - 2k\pi}{\pi/3}\right] + 1, \quad (3)$$

referitoare la tensiunea redresată, aceasta poate fi exprimată concentrat astfel :

$$u_R = \sqrt{6}\,U \cdot \sin\left[\omega t + \frac{\pi}{3}(1 - Y)\right]. \quad (4)$$

În ceea ce privește variația tensiunilor de referință, se ține seama că acestea sînt maxime la unghiuri multiple de $\pi/3$, respectiv dacă :

$$\omega t = 2k\pi + (Y - 1)\pi/3 \quad (5)$$

și minime pentru : $\omega t = 2k\pi + (Y + 2)\pi/3$. (6)

Se obține astfel expresia :

$$u = U_m[-200t + 4k + (2Y + 1)/3]. \quad (7)$$

Calculul concret al tensiunii redresate se face ținînd seama că dacă tensiunea de comandă u_c este mai mare sau egală cu tensiunea de referință, este redresată tensiunea sincronizată cu aceasta din urmă.

1.3. Modelul matematic al invertorului

Funcționarea invertorului de curent este complet descrisă de un sistem de patru relații matriceale cu parametri variabili pe intervale, ce are practic 18 forme corespunzătoare tacturilor și etapelor de funcționare ale invertorului [2].

Într-un sistem de axe rectangulare d, q solidar cu statorul, forma acestui sistem este următoarea :

$$[RK]_{ij}u_R = [ALFD]_{ij}\frac{d}{dt}[i_s] + [U_2D]_{ij}[u_c] + \quad (8)$$

$$+ [U_1D]_{ij}[u_s] + [CD]_{ij}[i_s],$$

$$\frac{d}{dt}[u_c] = [CUD]_{ij}[i_s], \quad (9)$$

cu condițiile de sfîrșit de etapă :

— pentru etapa 1 ($J = 1$) :

$$[U_3D]_i[u_s] + [C_1D]_i[i_s] + \quad (10)$$

$$+ [U_4D]_i[u_c] \geqslant 0,$$

— pentru etapa 2 ($J = 2$) :

$$[C_2D]_i[i_s] \leqslant 0, \quad (11)$$

în care :

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix};$$

$$[u_c] = \begin{bmatrix} u_{cd} \\ u_{cq} \end{bmatrix}, \quad (12)$$

reprezintă respectiv fazorul spațial al tensiunilor statorice, curentului statoric și tensiunilor pe condensatoarele de stingere ale invertorului de curent.

Matricele cu indici ij cu forme specifice fiecărui tact și etapă au următoarele semnificații : matrice de capacități $[CUD]_{ij}$, matrice, de inductivități $[ALFD]_{ij}$, matrice de rezistențe $[CD]_{ij}$, matrice de coeficienți $[U_2D]_{ij}$ $[U_1D]_{ij}$ de dimensiuni (2×2), respectiv matricea de coeficienți $[RK]_{ij}$ de dimensiuni (2×1).

Matricele de indici cu elemente determinate de tactul de funcționare sînt matrice linie (de dimensiune 1×2) ce au : semnificațiile unor matrice-coeficienți : $[U_3D]_i$, $[U_4D]_i$, $[C_2D]_i$, respectiv unei matrice de rezistențe : $[C_1D]_i$.

Deoarece modelul numeric al motorului sincron are formă mult mai simplă în sistemul de axe, solidar cu rotorul, determinată de invarianța în timp a inductivităților mutuale stator-rotor, în acest sistem de referință, se impune raportarea invertorului de curent la același sistem (fig. 3).

Pentru aceasta, fiecare vector din modelul numeric al invertorului, se înmulțește la stînga cu matricea D ale cărei elemente sînt funcții trigonometrice ale unghiului electric de poziție

a rotorului [4], (fig. 3) :

$$[D] = \begin{bmatrix} \cos\gamma & -\sin\gamma \\ \sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix}. \qquad (13)$$

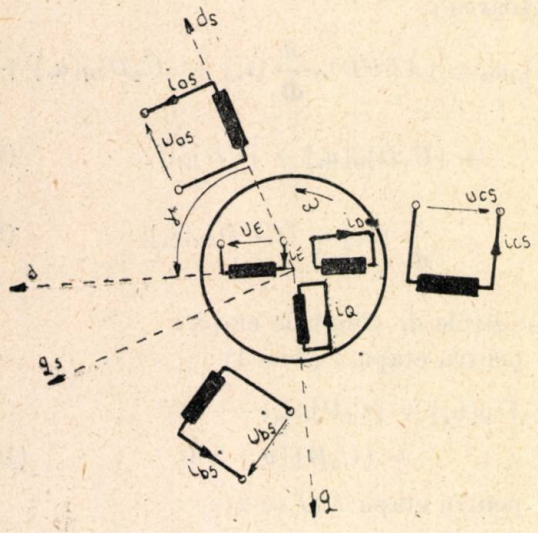


Fig. 3. Explicativă pentru scrierea ecuațiilor invertorului de curent într-un sistem de axe solidar cu rotorul.

În urma efectuării calculelor se obține forma finală a modelului numeric al invertorului de curent în sistemul de axe solidar cu rotorul :

$$[RK]_{ij} u_R = [ALF]_{ij} \frac{d}{dt}[i_s] + [U_2]_{ij}[u_c] + \\ + [U_1]_{ij}[u_s] + [C]_{ij}[i_s], \qquad (14)$$

$$\frac{d}{dt}[u_c] = [CU]_{ij}[i_s] - [DU][u_c], \qquad (15)$$

$$J = 1;\ [U_3]_i[u_s] + [C_1]_i[i_s] + \\ + [U_4]_i[u_c] \geqslant 0, \qquad (16)$$

$$J = 2;\ [C_2]_{ij}[i_s] \leqslant 0, \qquad (17)$$

în care :

$$[ALF]_{ij} = [ALFD]_{ij}[D],$$

$$[DU] = [D]^{-1} \frac{d}{dt}[D],$$

$$[U_2]_{ij} = [U_2D]_{ij}[D],$$

$$[U_3]_i = [U_3D]_i[D],$$

$$[U_1]_{ij} = [U_1D]_{ij}[D],$$

$$[C_1]_i = [C_1D]_i[D], \qquad (18)$$

$$[C]_{ij} = [CD]_{ij}[D] + [ALFD]_{ij} \frac{d}{dt}[D],$$

$$[U_4]_i = [U_4D]_i[D],$$

$$[CU]_{ij} = [D]^{-1}[CUD][D],$$

$$[C_2]_i = [C_2D]_i[D].$$

1.4. Modelul matematic al motorului sincron

Considerînd motorul sincron cu trei înfășurări statorice de fază, iar pe rotor cu o înfășurare de excitație după axa *d* rotorică și două înfășurări de amortizare implementate în piesele polare, una după axa *d* și alta după axa *q* (fig. 3) [3], plecînd de la ecuațiile tensiunilor după cele două axe și utilizînd expresiile fluxurilor, în urma efectuării calculelor se obține următoarea ecuație matriceală :

$$[u_s] = [AL] \frac{d}{dt}[i_s] - [O1][i_s] + [O2][i_A] + \\ + [DR][i_E] + [U_8]u_E. \qquad (19)$$

Atașînd la această ecuație expresia cuplului electromagnetic :

$$m = \frac{3}{2} p[L_{dE} \cdot i_E \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \\ + L_{dD} \cdot i_D \cdot i_q - L_{qQ} \cdot i_Q \cdot i_d] \qquad (20)$$

și ecuația mișcării : $m - m_s = J \frac{d\omega}{dt}$, (21)

rezultă modelul matematic complet al motorului sincron.

Semnificațiile mărimilor ce intervin în relațiile (19) și (20) sînt următoarele :

$[i_A] = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$ — matrice conținînd componentele fazorului curentului din circuitul de amortizare ;

$[i_E] = \begin{bmatrix} i_E \\ 0 \end{bmatrix}$ — matrice conținînd componentele fazorului curentului de excitație ;

u_E — tensiunea aplicată înfășurării de excitație ;

$L_d, L_q, L_{dE}, L_{dD}, L_{qQ}$ — inductivități totale, respectiv mutuale corespunzătoare circuitelor ai căror indici îi conțin.

1.5. Modelul matematic al ansamblului motor sincron-invertor de curent

În vederea elaborării modelului matematic al întregului sistem este necesară eliminarea

între sistemul de ecuații corespunzător ansamblului redresor-invertor și sistemul de ecuații corespunzător motorului, a componentelor după axele d și q ale tensiunilor statorice.

Astfel, înlocuind (19) în (14) se obține :

$$[RK]_{ij}u_R = [AB]_{ij}\frac{d}{dt}[i_s] + [U_2]_{ij}[u_c] +$$

$$+\{[c]_{ij} + [U_1]_{ij}[O_1]\}\cdot[i_s] + [U_1]_{ij}[O_2][i_A] +$$
$$+ [U_1]_{ij}[DR]i_E + [U_1]_{ij}[U_8]u_E. \quad (22)$$

Sistemul final de ecuații ce constituie modelul numeric al sistemului de acționare se aduce la forma :

$$[AB]_{ij}\cdot\frac{d}{dt}[i_s] = [RK]_{ij}u_R - [U_2]_{ij}\cdot[u_c] -$$
$$-\{[C]_{ij} + [U_1]_{ij}\cdot[O_1]\}\cdot[i_s] - [U_1]_{ij}[O_2]\cdot$$
$$\cdot[i_A] - [U_1]_{ij}[DR]\cdot i_E - [U_1]_{ij}[U_8]\cdot u_E, \quad (23)$$

$$\frac{d}{dt}[i_A] = [E_1][i_A] + [F_A]\frac{d}{dt}[i_s] +$$
$$+ [U_9]\cdot u_E + [G]\cdot i_E, \quad (24)$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = m - m_1, \quad (25)$$

$$\frac{L_E\cdot L_D - L_{ED}^2}{L_D}\frac{di_E}{dt} = u_E - R_E i_E +$$
$$+\frac{L_{ED}R_D}{L_D}i_D + \frac{L_{ED}L_{dD} - L_{dE}L_D}{L_D}\frac{di_d}{dt}, \quad (26)$$

$$\frac{d}{dt}[u_c] = [CU]\cdot[i_s] - [DU]\cdot[u_c], \quad (27)$$

cuprinzînd și relațiile (10) și (11) reprezentînd condițiile de sfîrșit de etapă.

Bibliografie

[1] *Degeratu, P., Bitoleanu, A.*, ș.a. — Driving system with asynchronous motor and current inverter with electromegnetic torque reduced pulses — The sisxth National Conference of Electrical Drives, Timișoara, mai 13—14, 1988, Proceedings.

[2] *Kelemen, A.* Imecs, Maria — Electronică de putere, E.D.P., București, 1983.

[3] *Fransua, Al.*, ș.a. — Sisteme de mașini și acționări electrice, Probleme fundamentale, E.T., București.

SISTEM DE ACȚIONARE
MODEL MATEMATIC

Simularea funcționării în regim dinamic, a sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent

ALEX. BITOLEANU, MIHAELA COLȚESCU* — CRAIOVA

Introducere

Sistemul de acționare cu motor sincron și invertor de curent prezintă dificultăți atît de proiectare, cît și ca modalitate de determinare a performanțelor.

Din punct de vedere al proiectării, dificultățile decurg din imposibilitatea de a determina cantitativ supratensiunile ce apar, ca și vîrfurile de curent, în timpul comutației invertorului.

De asemenea, determinarea analitică a performanțelor nu se poate realiza datorită complexității modelului matematic ce descrie funcționarea sistemului.

Aceste probleme pot fi rezolvate, utilizînd calculatorul numeric, prin simularea diferitelor regimuri de funcționare.

Dr. ing. *Bitoleanu, A.* — Facultatea de Electromecanică din Craiova, ing. *Colțescu Mihaela* — Comb. Ch. Îșalnița

1. Modelul numeric al redresorului complet comandat

Valoarea instantanee a tensiunii redresate se poate calcula într-un subprogram de tip SUBROUTINE pe baza relației [1] :

$$u_R = \sqrt{6}\ U \sin\left[\omega t + \frac{\pi}{3}(1 - J)\right], \quad (1)$$

în care :

U — este valoarea efectivă a tensiunii de fază la intrarea redresorului ;

$$J = \left[\frac{\omega t - 2K\pi}{\pi/3}\right] + 1, \quad (2)$$

$$K = \left[\frac{\omega t}{2\pi}\right], \quad (3)$$

sînt variabile contor referitoare la o perioadă a tensiunii redresate, respectiv a tensiunii ce se redresează, notîndu-se $[x]$ — partea întreagă a numărului real x și ținînd seama de expresia tensiunii de referință liniar variabilă :

$$u = U_m[-200t + 4K + (2J + 1)/3], \qquad (4)$$

U_m — fiind valoarea maximă a acesteia.

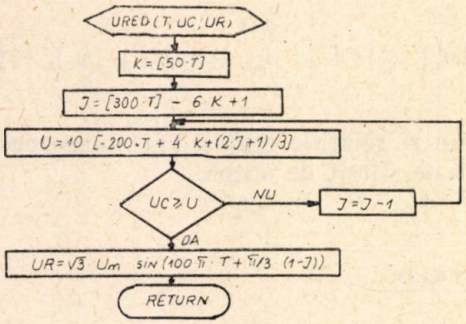


Fig. 1. Schema logică a subprogramului de calcul al tensiunii redresate.

Schema logică a algoritmului (fig. 1) ține seama că se redresează tensiunea corespunzătoare primei tensiuni de referință mai mică decît tensiunea de comandă.

2. Modelul numeric al sistemului

În vederea facilitării integrării ecuațiilor ce descriu funcționarea sistemului, acestea se scriu sub forma :

$$\frac{d}{dt}[i_s] = [AB]_{ij}^{-1}\{[RK]_{ij}u_R - [U_2]_{ij}[u_c] -$$

$$- \{[C]_{ij} + [U_1]_{ij}[0_1]\} \cdot [i_s] - [U_1]_{ij} \cdot$$

$$\cdot [0_2] \cdot [i_A] - [U_1]_{ij}[DR] \cdot i_E - [U_1]_{ij} \cdot$$

$$\cdot [U_8] \cdot U_e\}, \qquad (5)$$

$$\frac{d}{dt}[i_A] = [E_1] \cdot [i_A] + [FA]\frac{d}{dt}[i_s] +$$

$$+ [U_9]U_e + [G] \cdot i_E, \qquad (6)$$

$$\frac{d}{dt} i_E = \frac{L_D}{L_E L_D - L_{ED}^2}(U_E - R_E i_E) +$$

$$+ \frac{L_{ED} \cdot R_D}{L_E L_D - L_{ED}^2} i_D + \frac{L_{ED} \cdot L_{dD} - L_{dE} \cdot L_D}{L_E L_D - L_{ED}^2} \cdot$$

$$\cdot \frac{d_d}{dt}, \qquad (7)$$

$$\frac{d}{dt}[u_c] = [CU][i_s] - [DU] \cdot [u_c], \qquad (8)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J}(m - m_s). \qquad (9)$$

Matricele ce intervin în modelul numeric au elemente depinzînd atît de parametrii motorului, cît și de cei ai invertorului.

3. Algoritmul de simulare

Pentru simularea funcționării motorului sincron ca element independent și a sistemului de acționare în circuit deschis, a fost elaborat un algoritm a cărui schemă logică (fig. 2), cuprinde următoarele blocuri :

— un bloc de introducere date ;

— un bloc de inițializare a tactului (I), etapei de funcționare (J), pasului de integrare (D) și altor mărimi utilizate în procesul de calcul ;

— un subprogram de comandă COM de tip

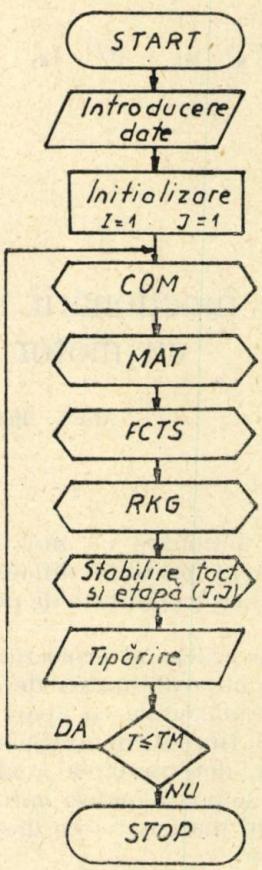


Fig. 2. — Organigrama algoritmului de simulare.

SUBROUTINE ce furnizează programului principal, tensiunea de comandă a redresorului și frecvența de comandă a invertorului ;

— un subprogram *MAT* în care se calculează elementele matricelor ce intervin în modelul numeric al invertorului, la fiecare pas, în sistemul rotitor, în funcție de unghiul electric de poziție γ;

— o subrutină *AINV* pentru calculul inversei unei matrice de dimensiune (2×2);

— o subrutină *FCTS*, care calculează membrul drept al derivatelor variabilelor de stare;

— o subrutină de integrare a sistemului de ecuații prin metoda Runge-Kutta de ordinul 4;

— un bloc de stabilire a tactului și etapei de funcționare, după care urmează un bloc de tipărire și un bloc de decizie.

4. Rezultate numerice

Pentru ilustrarea corectitudinii modelului numeric al motorului sincron, precum și al sistemului de acționare motor sincron — invertor de curent, s-a simulat procesul de sincronizare al unui motor sincron din fabricația IEP-Craiova.

Astfel, considerînd funcționarea motorului în asincron alimentat cu o tensiune efectivă de 30 V și frecvența de 5 Hz, se alimentează înfășurarea de excitație, comanda dîndu-se la viteza de 15 rad/s ($\simeq 0{,}95\ \Omega_1$). În urma reprezentărilor grafice ale variațiilor în timp ale mărimilor: curentul pe faza *a* statorică, cuplul electromagnetic, viteza unghiulară și curentul de excitație (fig. 3) rezultă următoarele concluzii:

— curentul de pe faza *a*, a cărui reprezentare corespunde sistemului rotitor de axe, are o variație oscilatorie amortizată cu amplitudinea maximă de $\simeq 1{,}5\ I_N$. Oscilațiile se amortizează după aproximativ 5 perioade de timp, în continuare valoarea curentului rămînînd constantă și corespunzînd cuplului static;

— variație similară are și curentul de excitație ce înregistrează tot trei oscilații, în evoluția acestuia observîndu-se o scădere pronunțată după aproximativ 300 ms, datorită tensiunii electromotoare induse în înfășurarea de excitație, viteza fiind mai mică decît viteza de sincronism;

— variația cuplului electromagnetic și vitezei dau relații asupra procesului tranzitoriu electromagnetic.

Cuplul electromagnetic devine negativ imediat după alimentarea circuitului de excitație, atingînd valoarea minimă de $\simeq -1/3\ M_N$ ceea ce antrenează o scădere pronunțată a vitezei de la 0,95 Ω, la 0,79 Ω_1. În continuare cuplul are o variație oscilatorie amortizată în jurul valorii cuplului static, amortizarea avînd loc după aproximativ 5 oscilații.

Pulsațiile vitezei urmăresc pulsațiile cuplului electromagnetic, stabilizarea avînd loc odată cu a acestuia.

Se menționează că atingerea vitezei de sincronism are loc după cca. 740 ms ($\simeq 3{,}5$ perioade de timp), iar prinderea definitivă în sincronism după aproximativ 980 ms ($\simeq 5$ T) cu prezența a cca. 2 pendulări în jurul valorii de sincronism.

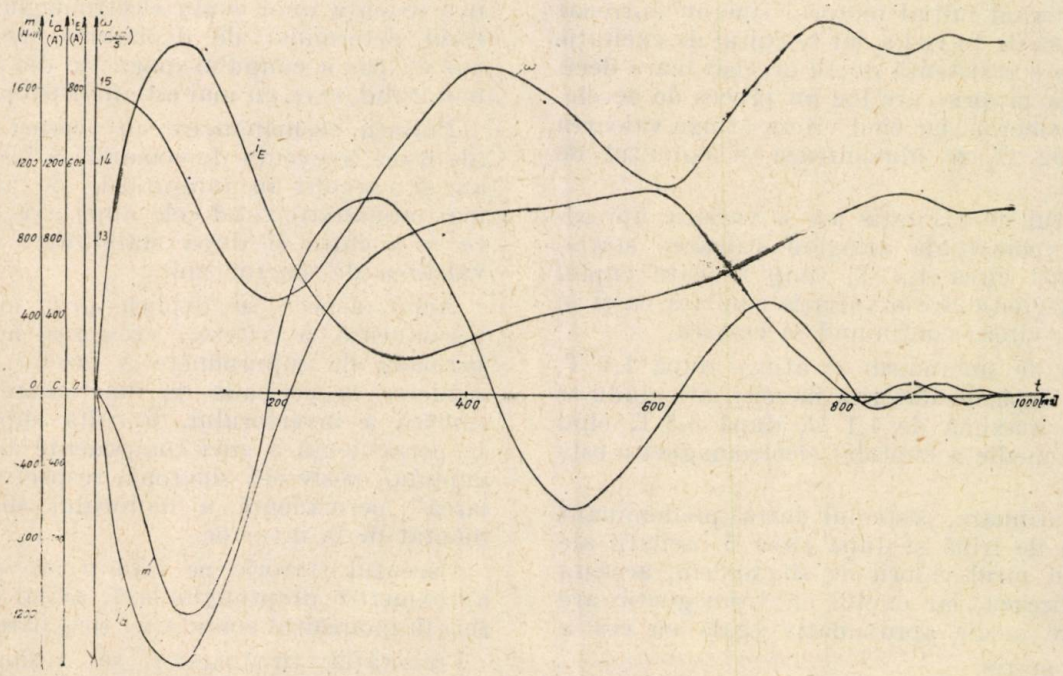


Fig. 3. — Variația principalelor mărimi electromecanice în timpul procesului tranzitoriu de sincronizare a acționării cu motor sincron.

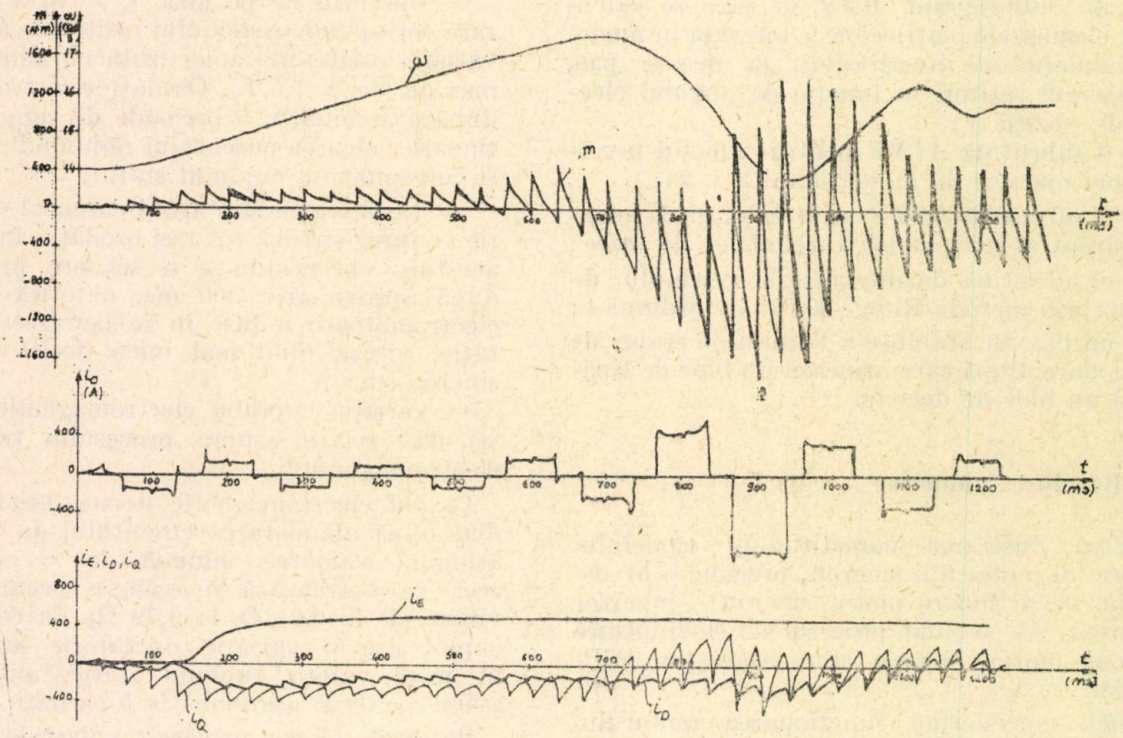


Fig. 4. — Variația principalelor mărimi electromecanice în timpul procesului tranzitoriu de sincronizare a sistemului de acționare cu motor sincron și invertor de curent.

Urmărind procesul de sincronizare al motorului sincron alimentat de la un invertor de curent prin evoluția mărimilor electromagnetice : curentul pe faza *a*, curentul de excitație, curenții în înfășurările de amortizare pe cele două axe, cuplul electromagnetic și viteza unghiulară (fig. 4), se constată următoarele :

Considerînd inițial motorul sincron antrenat la o viteză de 14 rad/s, iar circuitul de excitație închis pe o rezistență de 10 ori mai mare decît rezistența proprie, are loc un proces de accelerare în asincron, iar cînd viteza atinge valoarea de $\approx 0{,}92\ \Omega_1$ se alimentează și circuitul de excitație.

Curentul de excitație are o variație aproximativ exponențială atingînd valoarea staționară după circa 1,5 T, timp în care cuplul electromagnetic are o variație similară ca și în asincron, viteza continuînd să crească.

Viteza de sincronism se atinge după 1,7 T, dar este depășită datorită inerției, atingîndu-se valoarea maximă de $1{,}1\ \Omega_1$ după 3,5 T, cînd valoarea medie a cuplului electromagnetic este nulă.

În continuare, sistemul intră predominant în regim de frînă și după circa 5 oscilații ale vitezei în jurul valorii de sincronism, aceasta se stabilizează, iar cuplul electromagnetic are o valoare medie aproximativ egală cu cea a cuplului static.

În evoluția sa, cuplul electromagnetic are o creștere bruscă în perioada de suprapunere a fazelor, cînd fazorul spațial al curentului statoric se deplasează într-un timp scurt cu $\pi/3$ radiani și o scădere mai lentă în perioada de funcționare cvasistaționară, cînd fazorul spațial al curentului statoric rămîne fix.

Acest aspect determină principala particularitate în funcționarea motorului, care constă în existența unui cuplu electromagnetic pulsatoriu determinat de deplasarea incrementală pas cu pas a cîmpului magnetic din întrefierul motorului, care nu mai este învîrtitor continuu.

Pulsații asemănătoare cu aceeași frecvență (de 6 ori frecvența de comandă a invertorului) au și curenții în înfășurările de amortizare, mai pronunțate fiind cele după axa *q*, pulsații ce se mențin și după stabilizarea vitezei la valoarea de sincronism.

Acest aspect se explică prin modificarea permanentă a vitezei, creșterea acesteia în perioadă de suprapunere a fazelor, respectiv scăderea în perioada de funcționare cvasistaționară a invertorului. Rezultă suprapunerea în permanență a unei componente asincrone a cuplului, peste cea sincronă, respectiv „pendularea" permanentă a motorului sincron alimentat de la invertor.

Curentul statoric pe faza *a* are o variație aproximativ dreptunghiulară, avînd unele vîrfuri în momentul comutației tiristoarelor.

Comutația tiristoarelor se resimte și în evoluția curentului de excitație, însă mult diminuată.

5. Rezultate experimentale

Verificările experimentale s-au făcut cu ajutorul unui invertor de curent proiectat și realizat în cadrul laboratorului de acționări electrice al Facultății de Electromecanică din Craiova. Acestea au vizat evidențierea unor mărimi la funcționarea sistemului în regim staționar.

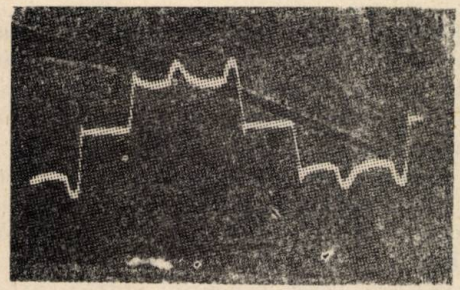


Fig. 5. Oscilograma curentului pe fază la sistemul de acționare cu motor sincron și invertor de curent.

Variația curentului pe fază (fig. 5) reliefează perioadele de încărcare a condensatoarelor de stingere, respectiv comutația invertorului. Ca și în cazul rezultatelor obținute prin simulare, vîrfurile de curent apar cînd faza respectivă este sau iese din conducție, iar valoarea acestor vîrfuri depinde de inductivitatea din circuitul intermediar.

6. Concluzii

Algoritmul de simulare conceput pe baza modelului matematic realizat de autori poate fi un instrument eficient în practica de proiectare și analiză a sistemelor de acționare cu motor sincron și invertor de curent.

Verificările experimentale ilustrează o bună concordanță între rezultatele obținute prin simulare și cele reale, dovedind astfel justețea ipotezelor și a calculelor efectuate, respectiv corectitudinea modelului matematic și a algoritmului de simulare concepute.

Bibliografie

[1] *Bitoleanu, Alex.* Conducerea optimală a sistemelor de acționare electrică, teză de doctorat, M.I. Petroșani, 1989.

[2] *Bitoleanu, Alex., Degeratu, P.* ș.a. The dynamic behaviour at low frequencies of driving system with induction motor and current inverter with speed control. International Conference on Electrical Machines and Drive Systems, Eforie Nord, România, 16—17 September 1987, Proceedings.

Combaterea zgomotului la instalațiile cu ultrasunete utilizate în industrie

Partea I

ALEXANDRU DARABONT, IONEL IORGA, MICHAELA CIODARU*, CARMEN SOARE** — BUCUREȘTI

Introducere

Dezvoltarea rapidă a industriei construcțiilor de mașini, a electronicii, electrotehnicii, mecanicii fine, opticii, a industriei aeronautice etc., s-a produs și pe baza punerii la punct și utilizării pe scară tot mai largă a tehnologiilor neconvenționale care presupun aplicarea ultrasunetelor, electroeroziunii, a laserului, a plasmei etc.

Extinderea procedeelor de prelucrare neconvențională se explică și prin faptul că acestea permit prelucrarea în condițiile unor indici tehnico-economici superiori a materialelor cu proprietăți speciale ca, de exemplu: carburi metalice, diamante, safire, rubine, materiale mineralo-ceramice, sticlă, oțeluri refractare, magnetice sau inoxidabile etc., materiale din care sînt confecționate diferite piese cu cele mai variate forme și configurații, unele dintre acestea chiar imposibil de obținut prin procedee clasice de prelucrare.

Prelucrarea cu energie ultrasonoră și-a găsit aplicații foarte diverse în diferite ramuri ale tehnicii, datorită, în special, proprietăților pe care le prezintă undele ultrasonore:

— lungime de undă mică;

— accelerații foarte mari ale particulelor, care pot atinge valori pînă la 10 ori mai mari decît accelerația gravitațională;

— posibilitatea de direcționare a fasciculelor ultrasonice înguste spre diferite locuri greu accesibile;

* Dr. ing. *Darabont, Al.*, ing. *Iorga, I.*, fiz. *Ciodaru, M.* — ICSPM — București;
** ing. *Soare, C.* — MIEE — București.

— posibilitatea de concentrare și focalizare a energiei acustice într-un spațiu limitat.

Ultrasunetele reprezintă vibrații acustice cu frecvența mai mare de 16 kHz, situîndu-se peste limita de audibilitate. În figura 1 este prezentat pragul de audibilitate pentru o persoană normală din punct de vedere otologic, precum și pozițiile infrasunetelor și ultrasunetelor.

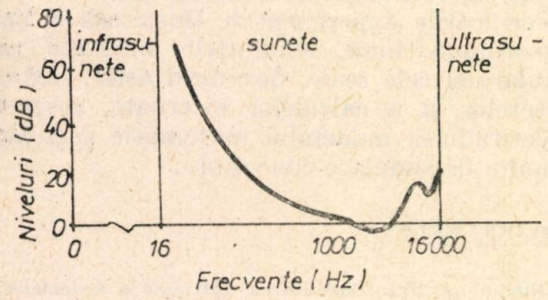


Fig. 1. Pragul de audibilitate pentru om și pozițiile infrasunetelor, sunetelor și ultrasunetelor.

Ultrasunetele apar foarte rar în stare pură, ele sînt însoțite de subarmonici sau alte componente care se situează în domeniul audibil.

În funcție de frecvență ultrasunetele se împart în :

— ultrasunete de joasă frecvență, situate între 16 și 100 kHz, care au, în general, o mare varietate de aplicații industriale ;

— ultrasunete de înaltă frecvență, situate între 1 și 10 MHz sau mai mult, utilizate la aparatele cu destinație medicală și la aparate pentru controlul nedistructiv al structurilor sau al îmbinărilor.

Între cele două domenii se situează frecvențele 100 kHz—1 MHz, utilizate, în general, pentru scopuri terapeutice.

Lucrarea de față se ocupă de ultrasunetele de joasă frecvență, care au aplicații industriale

2. Utilizarea ultrasunetelor în industrie

În industria constructoare de mașini, ultrasunetele se folosesc atît la operațiile de prelucrare dimensională, cît și în procesele tehnologice de spălare, debavurare, precum și în defectoscopia ultrasonică.

Prelucrarea dimensională cu ultrasunete se aplică în mod deosebit în tehnologia de execuție a filierelor de trefilare armate cu carburi metalice și cu rezultate remarcabile în procesul tehnologic de obținere a filierelor cu diamante. De altfel, trebuie remarcat faptul că prin procedeul de prelucrare cu ultrasunete este posibilă realizarea unei game foarte variate de configurații (înfundate sau străpunse), începînd de la cele mai simple (găuri rotunde, pătrate, hexagonale etc.) pînă la cele mai complexe.

În general, cu ajutorul ultrasunetelor se pot prelucra aproape toate tipurile de materiale, dar în funcție de prelucrabilitatea lor, eroziunea ultrasonică se aplică cu predilecție la cele care au o fragilitate ridicată, duritatea nu prea mare și totodată nu suferă deformații plastice înainte de rupere, cum sînt ceramica, sticla, cuarțul, siliciul, feritele etc.

Aplicațiile ultrasunetelor se bazează pe următoarele efecte principale ale cîmpului ultrasonic :

— Efectul de *înmuiere acustică*, care se manifestă prin reducerea tensiunii statice necesare deformării plastice a materialului, o dată cu creșterea densității de energie acustică. Ultrasunetele au același efect, în cazul deformării plastice, ca și energia termică, reducînd limita de curgere a materialelor metalice, cu influență asupra valorii modulului lui Young.

— Efectul de *durificare acustică* se manifestă prin creșterea tensiunii statice exterioare necesare deformării plastice, concomitent cu apariția unor modificări structurale. Efectul de durificare apare ca rezultat al schimbării structurii specifice de dislocații, datorită activării dislocațiilor blocate, precum și apariției de noi dislocații în materialul metalic supus acțiunii undelor ultrasonice. Ca urmare, se produce o creștere importantă a densității de dislocații.

— Efectul termic se manifestă prin încălzirea considerabilă, în special în zona ventrelor, a materialului metalic, creșterea de temperatură producîndu-se o dată cu creșterea intensității undelor ultrasonice și a timpului de activare.

— Efectul de reducere a frecării de contact apare în mod deosebit la prelucrarea unor materiale metalice cu scule activate ultrasonic. În aceste cazuri, reducerea frecării de contact se produce în planul de separație dintre sculă și piesă, prin separarea suprafețelor de contact, datorită mișcării relative dintre ele, precum și prin reducerea forței de frecare, în cazul cînd viteza de oscilație este mai mare decît viteza relativă de deplasare a celor două suprafețe de contact.

În principiu, prelucrarea dimensională cu ultrasunete se bazează pe prelevarea de material din piesa supusă prelucrării prin intermediul unor particule abrazive activate ultrasonic.

În prezent sînt utilizate, în principal, două astfel de metode și anume :

— prelucrarea ultrasonică cu suspensie abrazivă ;

— prelucrarea ultrasonică cu sculă abrazivă.

În cazul primului procedeu, în spațiul dintre suprafața piesei de prelucrat și suprafața activă a sculei este adusă o suspensie abrazivă cu concentrația în greutate de circa 50%, particulele abrazive trebuind să aibă o duritate mai mare decît a piesei prelucrate (fig. 2).

În general, ca particule abrazive se folosesc carburile de siliciu (SiC) și bor (B_4C), iar la prelucrarea diamantelor, particulele sînt tot din diamant.

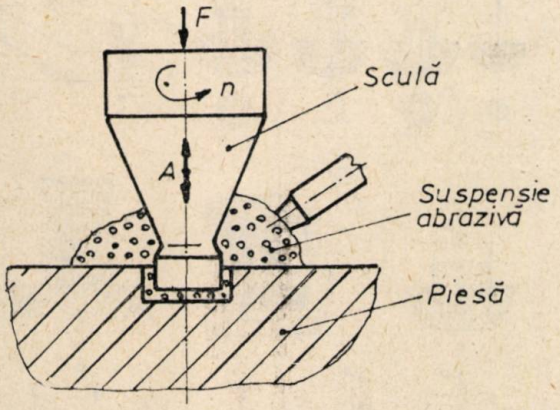


Fig. 2. Prelucrarea ultrasonică cu suspensie **abrazivă.**

În acest tip de prelucrare, scula activată ultrasonic apasă asupra piesei de prelucrat cu o presiune de circa 0,4—4,5 daN/cm². Vibrațiile sculei cu frecvențe ultrasonice de 18—30 kHz și amplitudini de pînă la 120 μm, transmit energia acustică particulelor în suspensie, care la rîndul lor exercită acțiunea abrazivă asupra piesei de prelucrat.

În cazul celui de-al doilea procedeu, acțiunea abrazivă este realizată chiar de scula activată ultrasonic la frecvențele de 20—30 kHz, sculă care în acest caz este impregnată cu pulbere de diamant (fig. 3). Scula abrazivă apasă asupra piesei de prelucrat cu o presiune de 20—30 daN/cm².

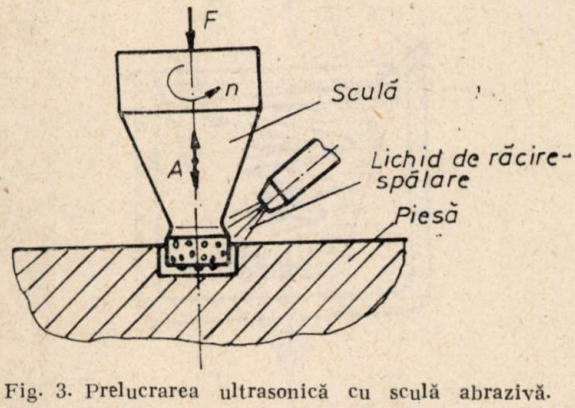


Fig. 3. Prelucrarea ultrasonică cu sculă abrazivă.

Cercetările teoretice și experimentale efectuate privind utilizarea energiei ultrasonice la prelucrarea dimensională, au pus în evidență faptul că distrugerea materialului în zona de lucru se produce în principal, ca urmare a transmiterii energiei cinetice de la sculă la particulele abrazive (fig. 4), acțiune însoțită de următoarele fenomene :

— ciocnirea particulelor abrazive cu energie cinetică ridicată de suprafața piesei, acțiune urmată de expulzarea unor microparticule de material din zona de acțiune situată în dreptul sculei ;

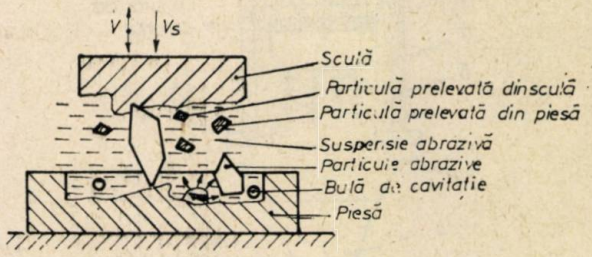
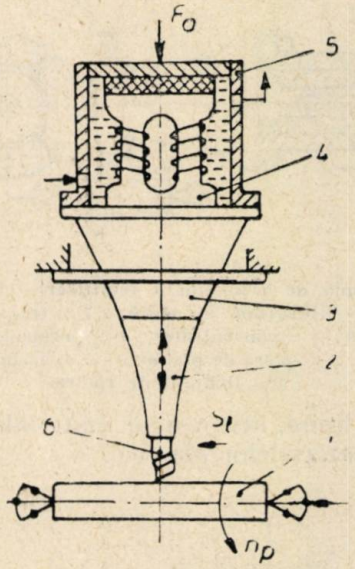


Fig. 4. Modul de distrugere a materialului în zona de lucru în cazul prelucrării ultrasonice.

— ciocnirea particulelor abrazive în spațiul dintre sculă și piesă ;

— cavitatea acustică și coroziunea chimică.

Viteza de prelucrare a pieselor depinde de caracteristicile vibrațiilor ultrasonore utilizate (frecvența și amplitudinea), caracteristicile granulelor abrazive (diametrul și greutatea specifică), caracteristicile mecanice ale materialului piesei supuse prelucrării, precum și de o serie de factori probabilistici. De asemenea, viteza de prelucrare depinde și de presiunea exercitată de sculă asupra piesei, factorul de



F.g. 5. Strunjire în cîmp ultrasonic: *1* — piesa supusă prelucrării ; *2* — concentratorul ultrasonic ; *3* — flanșa nodală ; *4* — transductorul magnetostrictiv ; *5* — izolator acustic ; *6* — scula de prelucrare.

formă al sculei, vîscozitatea lichidului purtător de granule abrazive, dimensiunile suprafeței de prelucrat, precizia și calitatea suprafeței prelucrate.

În domeniul prelucrărilor prin așchiere, procedeele la care cercetările efectuate au permis introducerea vibrațiilor ultrasonice sînt : strunjirea (fig. 5), frezarea, găurirea (fig. 6), lărgirea,

alezarea, filetarea, broșarea, rectificarea (fig. 7), șlefuirea, etc.

De asemenea, ultrasunetele sînt utilizate tot mai mult în cadrul tehnologiilor de sudare

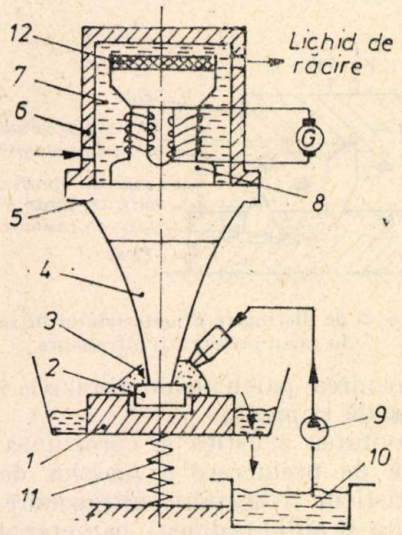


Fig. 6. Schema de principiu a găuririi în cîmp ultrasonic: *1* — piesa de prelucrat; *2* — scula activată ultrasonic; *3* — suspensie abrazivă; *4* — concentrator ultrasonic; *5* — flanșa nodală; *6* — carcasa traductorului; *7* — lichid de răcire; *8* — transductor; *9* — pompă de recirculare a suspensiei abrazive; *10* — cuvă; *11* — sistem de avans; *12* — izolator acustic.

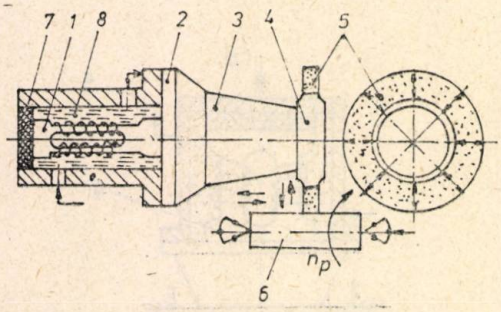


Fig. 7. Schema de principiu a rectificării ultrasonice, cu introducerea vibrațiilor în sculă: *1* — transductor; *2* — flanșa nodală; *3* — concentrator; *4* — portsculă; *5* — piatra de rectificat; *6* — piesa de prelucrat; *7* — izolatorul acustic; *8* — lichidul de răcire.

(fig. 8) și lipire, atît a unor materiale metalice, cît și a materialelor plastice.

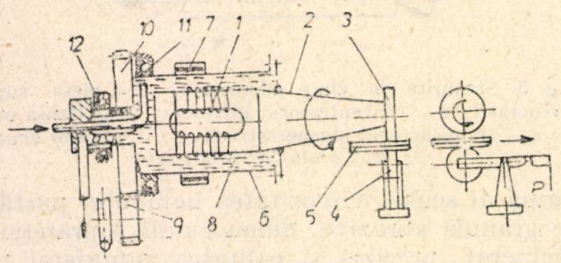


Fig. 8. Schema principală a sudării ultrasonice în linie: *1* — transductorul; *2* — concentratorul ultrasonic; *3* — scula de lucru; *4* — rola de ghidare—susținere; *5* — piesele de sudat; *6* — carcasa transductorului; *7* — bornele pentru legarea transductorului la generatorul ultrasonic; *8* — lichidul de răcire.

Principalele avantaje ale introducerii acestor procedee de prelucrare ultrasonică sînt: creșterea durabilității sculelor așchietoare cu 100—

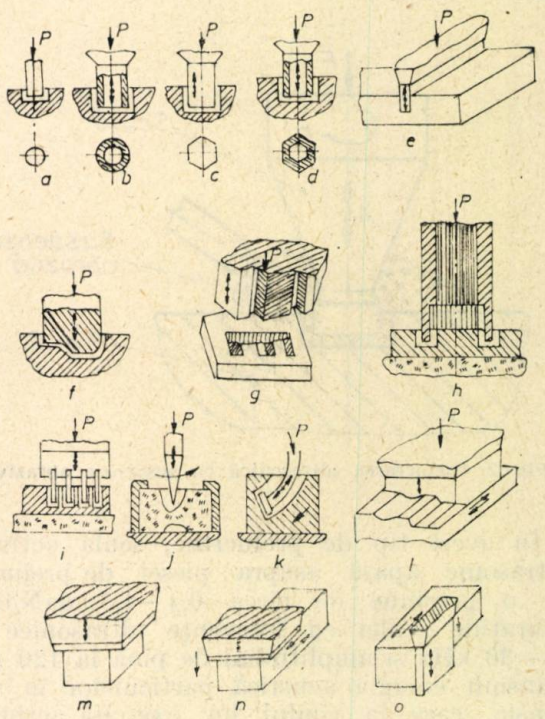


Fig. 9. Prelucrarea diferitelor suprafețe cu ajutorul ultrasunetelor.

600%; reducerea cîmpului termic și a tensiunilor remanente; creșterea vitezei de prelucrare și obținerea unei productivități sporite; reducerea forțelor și momentelor de așchiere; înlăturarea arsurilor și microfisurilor din stratul superficial etc.

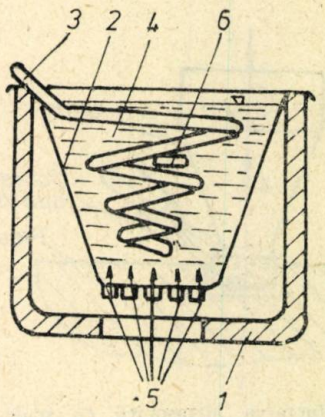


Fig. 10. Elementele componente ale unei instalații de curățire ultrasonică: *1* — carcasa instalației; *2* — cuva de spălare; *3* — serpentina de răcire—încălzire a lichidului de spălare *4*; *5* — transductor; *6* — piesa de curățat.

Ultrasunetele pot fi utilizate la prelucrarea oricăror tipuri de suprafețe de la cele mai simple pînă la cele mai complexe (fig. 9).

Una din aplicațiile care au început să capete o arie tot mai largă de răspîndire în tehnica

modernă este curățirea ultrasonică a diferitelor piese, ansambluri și subansambluri, în diferite faze de realizare sau montaj (fig. 10).

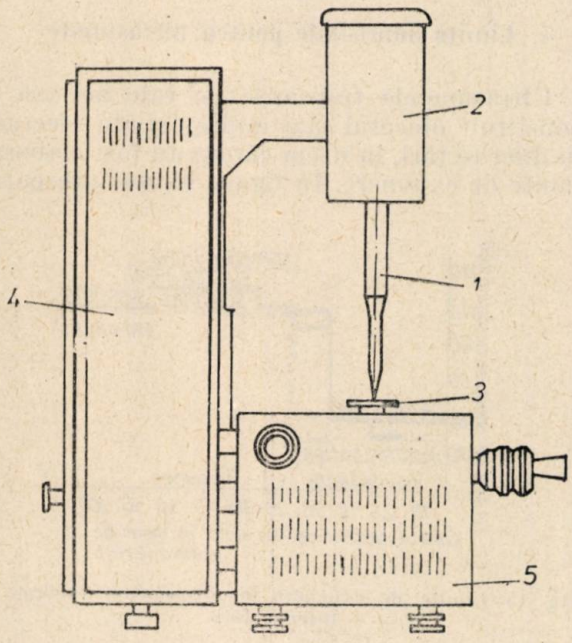


Fig. 11. Mașina de prelucrat cu ultrasunete MPU—01: *1* — scula activată ultrasonic; *2* — transductorul; *3* — piesa de prelucrat; *4* — instalația electrică și electronică; *5* — dispozitivul de rotire a piesei.

Principalele avantaje tehnico-economice care justifică extinderea acestui procedeu sînt: procedeul nu conduce la apariția microfisurilor de suprafață; productivitatea este mai mare decît la oricare alt procedeu clasic de curățire; durata operației este foarte redusă, nedepășind de regulă un minut; cheltuielile de investiție sînt foarte mici, mai ales în condițiile unor loturi mari de fabricație.

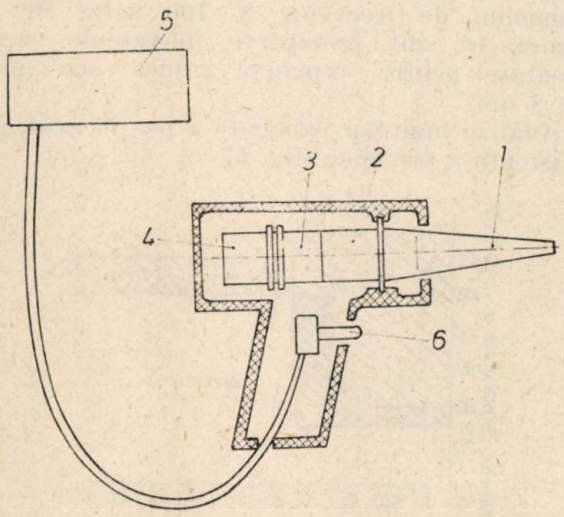


Fig. 12. Pistol de sudat cu ultrasunete materiale plastice PSU 150/40: *1* — ghid de unde; *2* — ghid de unde intermediar; *3* — bloc ultrasunete; *4* — transductor electroacustic; *5* — caseta electrică; *6* — microîntrerupător.

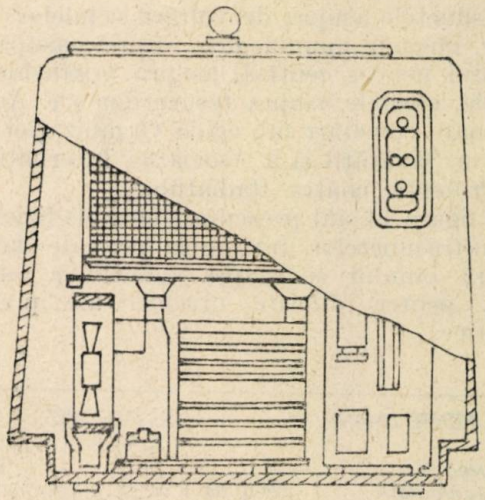


Fig. 13. Baie de curățat cu activare ultrasonică.

Dintre instalațiile cu ultrasunete fabricate în țară menționăm: mașina de prelucrat cu ultrasunete MPU—01 (fig. 11), pistolul de sudat cu ultrasunete materiale plastice PSU 150/40 (fig. 12), baia de curățat cu activare ultrasonică (fig. 13) produse de Întreprinderea Electrotimiș — Timișoara.

Partea a doua

3. Efectele ultrasunetelor asupra omului

Transmisia ultrasunetelor la om se poate face prin contact direct sau pe cale aeriană.

Transmisia prin contact se realizează în general prin mîini, în cazul imersiunii mîinilor în lichidele de curățire prin ultrasunete sau în cazul utilizării utilajelor manuale ce funcționează pe bază de ultrasunete. În acest caz au fost observate următoarele simptome:

— migrene, amețeli, iritabilitate și oboseală accentuată;

— dereglări funcționale ale sistemului nervos;

— modificarea reflexelor, inhibiția reflexelor cutanate și ale corneei;

— modificarea gradului de sensibilitate la durere, diminuarea sensibilității la vibrații;

— dereglarea circulației periferice.

În literatură se arată că există două tipuri de mecanisme care ar putea provoca simptomele la nivelul membrelor expuse:

— o încălzire locală cu efecte negative mecanice fie la suprafața pielii, fie la interfața dintre țesuturi și oase;

— un efect posibil de cavitație în țesuturile prin care se propagă undele ultrasonore, cu efecte negative asupra celulelor și o degazare a sîngelui.

Transmisia pe cale aeriană se realizează, în general, în vecinătatea instalației cu ultrasunete. Au fost studiate efectele pe care le au

ultrasunetele asupra dezvoltării celulelor, organelor, efectele imunologice, efectele asupra sistemului nervos central, asupra organelor senzoriale, efectele asupra țesuturilor ș.a. Au fost efectuate cercetări sub egida Organizației Mondiale a Sănătății și a Asociației Internaționale de Protecție contra Radiațiilor.

În figura 14 sînt prezentate efectele fiziologice ale ultrasunetelor transmise pe cale aeriană asupra omului și asupra diferitelor animale mici, pentru diferite niveluri ale presiunii acustice.

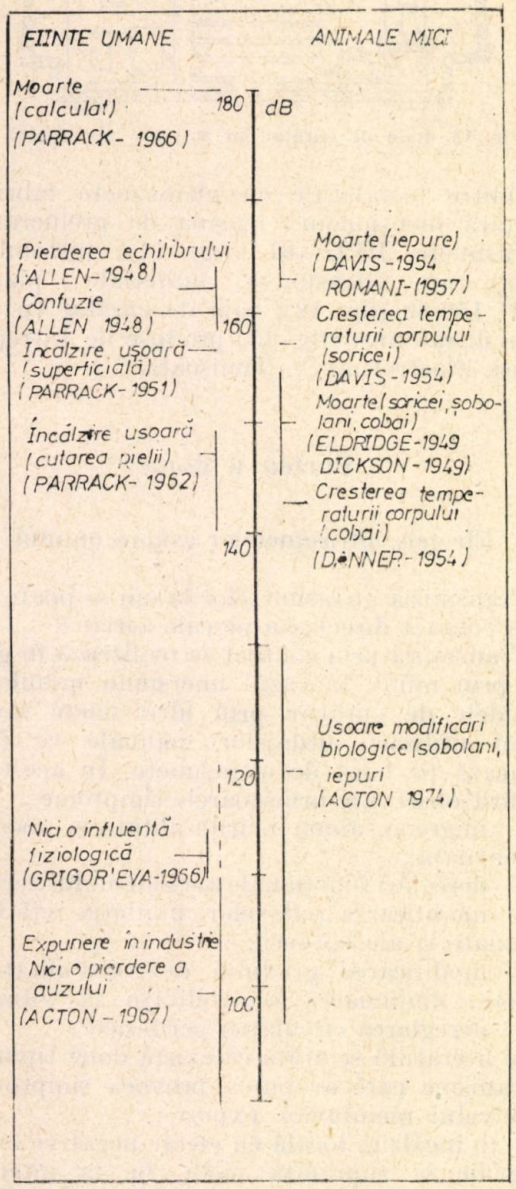


Fig. 14. Efectele fiziologice ale ultrasunetelor transmise pe cale aeriană asupra omului și asupra diferitelor animale, pentru diferite niveluri ale presiunii acustice.

Au fost constatate modificări ale pragului de auditibilitate dar acestea pot fi datorate și zgomotului audibil care însoțește folosirea instalațiilor cu ultrasunete.

Alte efecte suportate în mod curent sînt: cefalee, amețeli, oboseală anormală, în cazuri extreme greață, stare de vomă.

4. Limite admisibile pentru ultrasunete

Ultrasunetele transmise pe cale aeriană au constituit obiectul mai multor studii efectuate în diferite țări, în urma cărora au fost elaborate limite de expunere. În figura 15 sînt prezentate

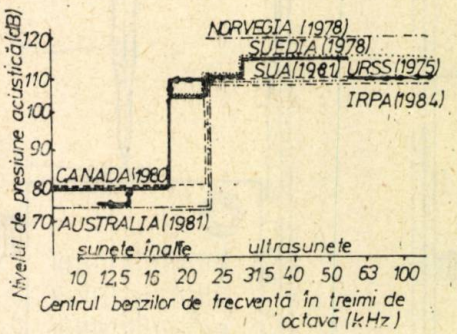


Fig. 15. Limite de expunere la ultrasunete elaborate de diferite țări.

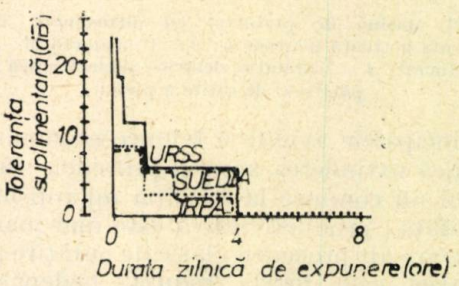


Fig. 16. Toleranțe suplimentare pentru expunere zilnică mai mică de 8 ore.

o serie de limite elaborate de diferite țări, pentru domeniul de frecvențe 8—100 kHz, iar în figura 16 sînt prezentate toleranțele suplimentare pentru expunere zilnică mai mică de 8 ore.

Analiza limitelor existente a pus în evidență existența a trei zone (fig. 17):

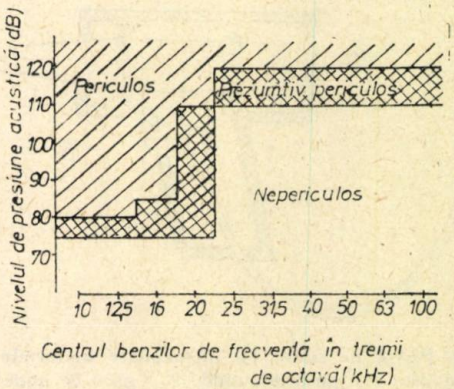


Fig. 17. Limite recomandate pentru expunere la ultrasunete de joasă frecvență — situația 1985.

— o zonă situată peste limitele cele mai ridicate propuse și în care sîntem siguri că există un pericol;

— o zonă situată sub limitele cele mai coborîte propuse și în care sîntem siguri că, practic, nu există nici un pericol;

— o zonă intermediară numită *prezumptiv periculoasă*.

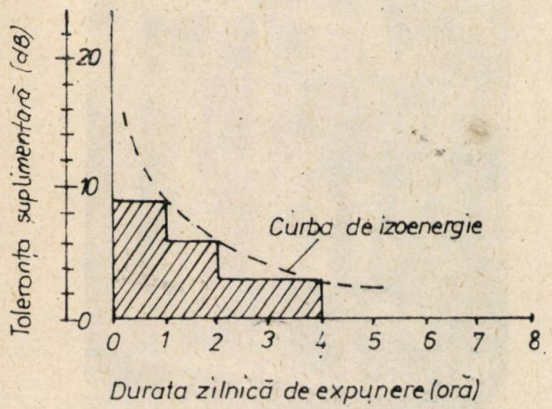


Fig. 18. Toleranțe suplimentare pentru expuneri mai mici de 8 ore pentru limitele din figura 15.

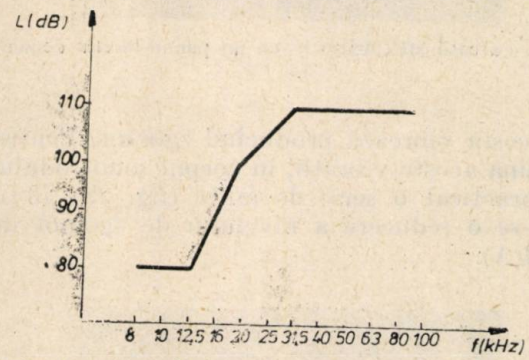
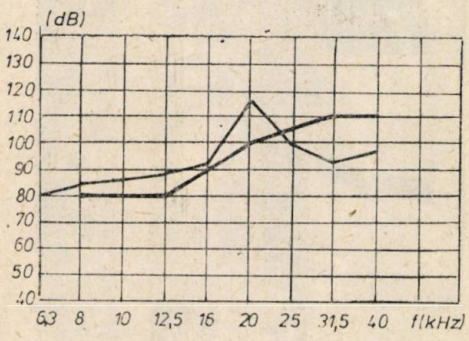


Fig. 19. Proiect de limită pentru expunerea la ultrasunete de joasă frecvență.

Pentru expuneri mai mici de 8 ore se fac corecții pe baza principiului izoenergiei acustice percepute (fig. 18).



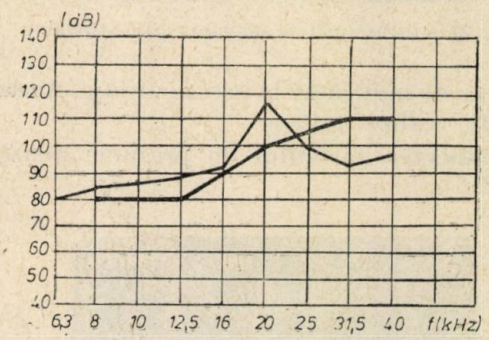
Frecventa kHz	6,3	8	10	12,5	16	20	25	31,5	40
L, dB	80	84	86	89	92	119	100	93	98

Fig. 20. Nivel de presiune acustică măsurat la o instalație de sudat catozi MECASON (Franța).

În urma analizei standardelor și a reglementărilor naționale și internaționale existente, a fost elaborat, în cadrul I.C.S.P.M., un proiect de standard pentru expunerea la ultrasunete în domeniul 8—100 kHz (fig. 19), care corespunde standardului CAER 4631—83. Pentru expuneri mai mici de 8 ore se fac corecții conform figura 18.

5. Măsurarea nivelului de presiune acustică în domeniul ultrasonor și metode de reducere a acestuia la instalațiile de prelucrat cu ultrasunete

S-au realizat măsurări ale nivelului de presiune acustică în domeniul 6,3—40 kHz, în benzi de o treime de octavă, la instalații cu ultrasunete care funcționează în industrie și rezultatele obținute s-au comparat cu limita admisă. În figura 20 și 21 sînt prezentate două măsurări în care se observă depășiri ale limitei admise.



Frecventa kHz	6,3	8	10	12,5	16	20	25	31,5	40
L, dB	80	84	86	89	92	119	100	93	98

Fig. 21. Nivelul de presiune acustică măsurat la o instalație de degresat cu ultrasunete (Elveția).

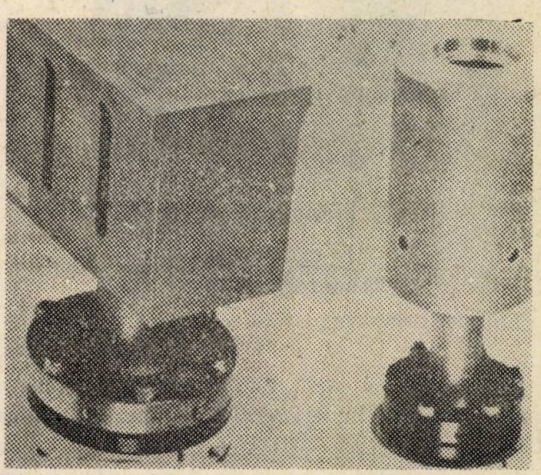


Fig. 22. Vedere ale unui sonotrod plin (dreapta) și a unui sonotrod cu fante (stînga).

Existența unor nivele de presiune acustică mai mari decît limita admisă face necesară elaborarea unor măsuri de reducere a nivelului

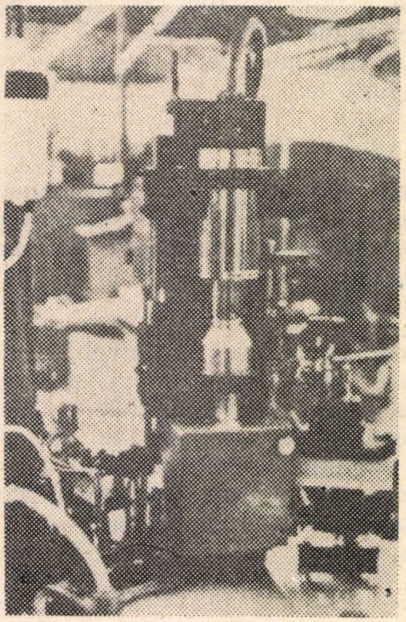


Fig. 23. Carcasă mobilă solidară cu sonotrodul.

lalocurile de muncă de la aceste utilaje. Aceasta se poate realiza prin :

— reducerea nivelului de presiune acustică la sursă ;

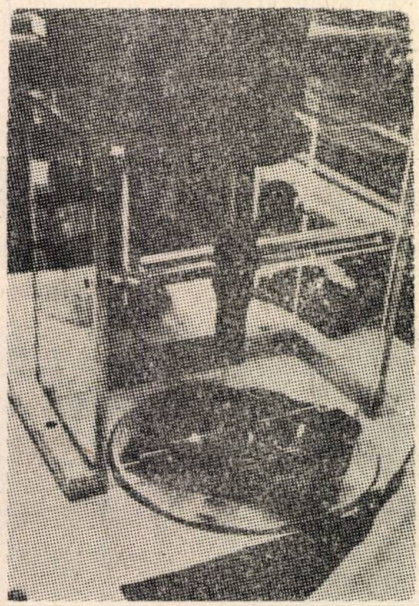


Fig. 24. Carcasare parțială fixă a sonotrodului.

— împiedicarea propagării ultrasunetelor și a zgomotului de la instalații în mediul înconjurător ;

— protecția individuală a personalului care lucrează la instalațiile respective.

În ceea ce privește reducerea presiunii acustice la sursă s-a încercat modificarea sonotrodului. S-a constatat că în timpul funcționării

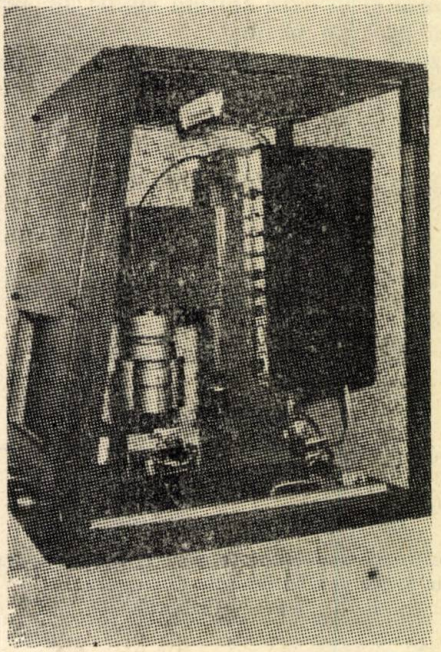


Fig. 25. Carcasă MECASONIC cu un panou lateral demontat 1il.

sale acesta vibrează producînd zgomot. Pentru a elimina aceste vibrații, în corpul sonotrodului s-au practicat o serie de fante (fig. 22), obținîndu-se o reducere a nivelului de zgomot de 11 dB(A).

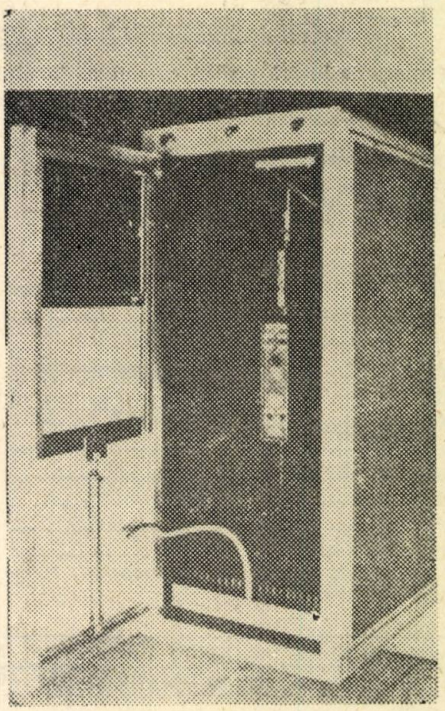


Fig. 26. Carcasă totală (Branson) cu ușa de acces deschisă

De asemenea, s-a remarcat că noile generații de instalații de sudare cu ultrasunete, avînd frecvența dominantă mai ridicată, adică 30

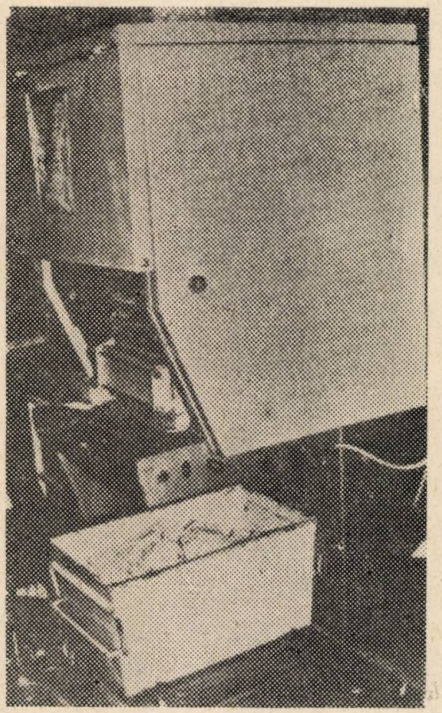


Fig. 27. Carcasă totală (Stanley Mabo).

sau 40 kHz, au un nivel de presiune acustică net inferior aceluia de la instalațiile cu frecvența dominantă de 20 kHz. S-au măsurat diferențe de 25 dB(A) pentru sudarea aceluiași tip de piesă.

Pentru a împiedica propagarea zgomotului de la sursă în mediul înconjurător se folosesc diferite tipuri de carcase parțiale sau totale.

Au fost construite carcase mobile, solidare cu sonotrodul (fig. 23) sau fixe, solidare cu masa de sudură (fig. 24). În general, carcasele parțiale nu permit obținerea unor rezultate prea bune deoarece nu se realizează o etanșeitate bună; se obțin reduceri de numai cîțiva decibeli.

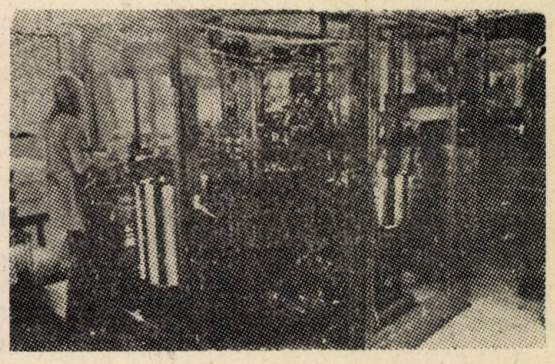


Fig. 28. Vedere a unei instalații automate echipate cu un ecran fonoizolant.

În aceste condiții rezultă că soluția cea mai eficientă, din punct de vedere acustic, o reprezintă carcasarea totală a instalației. În figurile 25, 26 și 27 sînt prezentate exemple de carcase totale. Prin carcasarea totală a instalațiilor de prelucrat se obțin reduceri ale nivelului de presiune acustică de 25—35 dB(A).

O altă soluție de reducere a nivelului de zgomot la locurile de muncă este tratarea fonoabsorbantă a suprafețelor încăperilor în care se găsesc instalațiile cu ultrasunete, pentru a împiedica reflectarea undelor acustice spre locurile de muncă. În cazul utilizării tratamentelor fonoabsorbante, nivelul presiunii acustice scade cu 4—5 dB la dublarea distanței față de sursă.

La unele linii de fabricație în întregime automatizate, există ecrane din materiale transparente, montate cu scopul de a asigura protecția de natură mecanică. S-a constatat că aceste ecrane sînt deosebit de eficiente și din punct de vedere acustic (fig. 28).

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA (E.E.A.), apare în cadrul Institutului de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) București, editată de Oficiul de Informare Documentară OID—E Articole propuse spre publicare și cererile de abinamente se vor trimite la redacția revistei : București, Calea Victoriei, nr. 133, CP1—94 plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții, ca și pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abinamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Întreprinderea Poligrafică „UNIVERSUL'
București, str. Brezoianu nr. 23—25, c. 2256

E 2040/1

EPE

R 1991 -06- 03

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 38 • NR. 6 • AUGUST 1990

1991 SEP 04

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 38 Nr. 6 august 1990

ELECTROTEHICA

CUPRINS

UNDĂ STAŢIONARĂ
CONSTANTĂ DE ATENUARE
IMPEDANŢA DE TRANSFER

Ghiţă, T.: **Cabluri coaxiale.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 237

Lucrarea prezintă ecuaţiile şi regimurile de transmisie, precum şi parametrii principali ai unei linii de telecomunicaţii şi transmisii de date prin cablu coaxial.

MAŞINA SINCRONĂ
SISTEM ELECTROENERGETIC

Duşa, V.: **Maşina sincronă fără limită a stabilităţii naturale**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 242

În lucrare se prezintă un nou tip de maşină sincronă destinată să funcţioneze conectată la reţeaua sistemului electroenergetic în toate regimurile: inductiv, activ şi capacitiv, pînă la limitele permise de materialele active, fără a fi echipată cu regulator automat de tensiune. În vederea obţinerii stabilităţii funcţionării în mod natural şi la unghiuri de sarcină mai mari de 90 grade, pe lîngă înfăşurarea de excitaţie obişnuită a maşinii sincrone după axa *d* se mai prevede o înfăşurare de excitaţie care să producă un cîmp de excitaţie variabil, ca poziţie, faţă de axele rotorului.
Maşina face obiectul brevetului de invenţie nr. 93536/28.09.1987.

REGULATOARE NUMERICE
MICROPROCESOARE
FIBRE OPTICE

Nitu, C.: **Aplicaţii ale fibrelor optice în sisteme de conducere cu regulatoare numerice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 245

În lucrare sînt prezentate unele aplicaţii ale fibrelor optice în sisteme numerice de conducere a proceselor. Sînt descrise aplicaţii industriale pentru reglarea poziţiei şi a temperaturii, folosind reglatoare numerice cu transmiterea comenzii prin fibre optice.

UMIDITATE
MATERIALE ELECTROIZOLANTE
FENOMENE FIZICE

Ionescu, R., Siteavu, M.: **Studiul influenţei umidităţii asupra materialelor şi produselor electronice şi electrotehnice.**

Partea I-i. Fenomene fizice în materiale

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 248

Lucrarea îşi propune un studiu al influenţei umidităţii asupra materialelor electroizolante, a produselor şi echipamentelor electronice şi electrotehnice. Conţinutul de informaţii este structurat în trei părţi, şi anume: fenomenele fizice în materiale electroizolante, influenţa umidităţii asupra parametrilor electrici şi materialelor, metode de testare şi măsuri pentru micşorarea efectelor umidităţii în cazul echipamentelor electronice şi electrotehnice.

FRIG
STABILITATE FUNCŢIONALĂ
TRANZISTOARE

Ionescu, R., Marinescu, Gh.: **Studiu asupra comportării la temperaturi joase a unor tipuri de componente electronice. Partea I-i. Tranzistoare bipolare**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug. 1990, p. 252

Lucrarea prezintă caracterizarea comportării funcţionale la frig a unor componente electronice utilizate în produse specifice echipamentului electronic auto (diferite tipuri de tranzistoare de mică şi medie putere, condensatoare şi rezistoare).

COMANDĂ CU MICROPROCESOR
ALGORITM DE REGLARE

Vlădăreanu, L.: **Algoritm de reglare numerică *PID* pentru sisteme de comandă cu microprocesor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 258

Algoritmul de reglare numerică prezentat derivă din legea de reglare continuă proporţional-integral-derivabil (*PID*) şi este implementabil pe un sistem de comandă cu microprocesor de 8 biţi magistrala de date de tipul 8080, 6800, Z80. Realizînd un compromis între viteza de calcul a mărimii de ieşire şi blocul de memorie aferent, algoritmul permite controlul cvasiparalel al mai multor mărimi de ieşire.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I.BĂTRÎNA ;dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HANGANUŢ ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN, ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. VALERIUS STNCIU, redactor resp. adjunct ; prof. dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

СОДЕРЖАНИЕ

СТАЦИОНАРНАЯ ВОЛНА
ДЕКРЕМЕНТ ЗАТУХАНИЯ
ПЕРЕДАТОЧНЫЙ ИМПЕДАНС

Гицэ, Т.: **Коаксиальные кабели.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 237

Работа представляет уравнения и режимы передачи, а также основные параметры линий связи и передачи данных через коаксиальный кабель.

СИНХРОННАЯ МАШИНА
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Душа, В.: **Синхронная машина без ограничения естественной стабильности.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 242

В работе представляется новый тип синхронной машины, предназначенной для работы являясь присоединённой к сети электроэнергетической системы во всех режимах: индуктивном, активном и ёмкостном, до пределов допустимых активными материалами, без оснастки с автоматным регулятором напряжения. С целью получения стабильности работы естественным способом и при углах загрузки более 90 градусов, кроме обычной обмотки возбуждения синхронной машины за осью существует обмотка возбуждения, проводящая переменное поле возбуждения, как положение относительно осей ротора.
Машина является объектом патента на изобретение нр. 93536/28.09.1987.

ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ
МИКРОПРОЦЕССОРЫ
ОПТИЧЕСКИЕ ВОЛОКНА

Нигу, К.: **Применения оптических волокон в системах управления цифровыми регуляторами.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 245

В работе представляются некоторые применения оптических волокон в цифровых системах управления процессами. Описываются промышленные применения для настройки положения и температуры при помощи цифровых регуляторов с передачей команды через оптические волокна.

ВЛАЖНОСТЬ
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ФИЗИЧЕСКИЕ ЯВЛЕНИЯ

Ионеску, Р., Ситяву, М.: **Изучение влияния влажности на материалы и электронные и электротехнические изделия.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 248

Целью работы является изучение влияния влажности на электроизоляционные материалы, электронные и электротехнические изделия и оборудования. Содержание информации имеет структуру из трёх частей, а именно: физические явления в электроизоляционных материалах, влияние влажности на электрические параметры и материалы, методы тестирования и меры для уменьшения эффектов влажности для электронных и электротехнических оборудований.

ХОЛОД
ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СТАБИЛЬНОСТЬ
ТРАНЗИСТОРЫ

Ионеску, Р., Маринеску, Г.: **Изучение поведения при низких температурах некоторых типов электронных компонентов.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 252

Работа представляет охарактеризование функционального поведения при холоде некоторых электронных компонентов, использованных в специфичных изделиях автоэлектронного оборудования (различные типы транзисторов малой и средней мощности, конденсаторы и резисторы).

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
АЛГОРИФМ РЕГУЛИРОВКИ

Влэдэряну, Л.: **Алгорифм цифровой регулировки *PID* для микропроцессорных систем управления.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 38,** Nr. 6, август 1990 г., стр. 258

Представленный алгорифм цифровой регулировки исходит от закона постоянной регулировки пропорционально-интегрально-дифференцируемой (PID) и внедряется на микропроцессорной системе управления 8 битов магистраль данных типа 8080, 6800, Z80. Осуществляя соотношение между скоростью вычисления выходной величины и блоком памяти, алгорифм позволяет квазипараллельный контроль для более многих выходных величин.

INHALT

STATIONÄRE WELLE
DÄMPFUNGSKONSTANTE
ÜBERTRAGUNGSIMPEDANZ

Ghiță, T.: **Koaxiale Kabel.**

E.E.A. — **Electrotehnica** 38, Nr. 6, Aug 1990, S. 237

Die Arbeit beschreibt die Übertragungsgleichungen und — — Regimes als auch die Hauptparameter einer Nachrichtenübertragungslinie und Datenübertragungen durch koaxiale Kabel.

SYNCHRONMASCHINE
ELEKTROENERGETISCHES SYSTEM

Duşa, V.: **Synchronmaschinen ohne natürliche Stabilitätsgrenze.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 6, Aug 1990, S. 242

In der Arbeit stellt man ein neues Synchronmaschinentyp dar, der an das elektroenergetische Systemnetz in allen Regimes geschaltet wird; induktiv, aktiv und kapazitiv bis zu den erlaubten Grenzen der aktiven Materialien, ohne einem automatischen Spannungsregler als Ausrüstung. Bezüglich der Stabilität als natürliche Art des Betriebs und in Lastwinkel grösser als 90 Grad, versieht man ausser der normalen Erregungswicklung der Synchronmaschine nach der Axe *d*,eine Erregungswicklung, welche ein variables Erregungsfeld als Position hat, entgegengesetzt der Läuferachsen, darstellt.
Die Maschine bedeutet die Idee der Erfindung Nr. 93536/28.09.1987.

NUMERISCHE REGLER
MIKPROPROZESSOREN
OPTISCHE FASER

Nitu, C.: **Anwendungender optischen Fasern in Steuerungssysteme mit numerischen Regler.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 6, Aug 1990, S. 245

In der Arbeit werden einige optische Faseranwendungen in numerische Steuerungssysteme der Prozesse dargestellt. Es werden Industrieanwendungen für die Positionsregelung und der Temperatur beschrieben, wobei numerische Regler mit Steuerungsübertragung durch optische Faser beschrieben werden.

KÄLTE
FUNKTIONELLE STABILITÄT
TRANSITOREN

Ionescu, R., Marinescu, Gh: **Studie bezüglich des Benehmens einiger electronischen Bauelementtypen bei niedrigen Temperaturen**

E.E.A. — **Electrotehnica, 38**, Nr. 6, Aug 1990, S. 248

Die Arbeit stellt eine Charakterisierung des funktionellen Benehmens bei Kälte einiger elektronischen Bauelemente, die in den spezifischen Produkte der elektronischen Ausstattung der Autos verwendet werden (verschidene Typän von niederer und mittlerer Leistungstransistoren, Kondensatoren und Widerstände), dar.

FEUCHTIGKEIT
ELEKTROISOLIERENDE STOFFE
PHYSISCHE PHÄNOMENE

Ionescu, R., Siteanu, M.: **Einflusstudie der Fuchtigkeit auf die elektronischen und elektrotechnischen Stoffe und Produkte.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 6, Aug 1990, S. 252

Das Werk nimmt sich ein Studium des Einflusses der Feuchtigkeit auf die Elektroisolationsstoffe auf elektronischen und elektrotechnischen Produkte als auch auf die Ausstattungen, vor.
Der Dateninhalt ist in drei Seiten gegliedert undzwar: physische Phänomene in den Elektroisolationsstoffen, der Einfluss der Feuchtigkeit auf die elektronischen Parameter der Stoffe, Testmethoden, Massnahmen, Verkleinerun der Wirkungen der Feuchtigkeit auf die elektronischen und elektrotechnischen Ausstattungen.

MIKROPROZESSOREN STEUERUNG
REGELUNGSALGORYTHMUS

Vlădăreanu, L.: **Numerischer Regelungsalgorythmus *PID* für Streuerungssysteme mit Mikroprozessor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 6, Aug 1990, S. 258

Der numerische Regelungsalgorythmus abgeleitet aus der kontinuirlichen abgeleiteten-integralen-proportionellen (*PID*) Regel und its auf einem Steuerungssystem mit 8Bit Mikroprozessoren Datenbank des Typs 8080, 6800, Z80, implementiert. Der Algorythmus erlaubt eine quasiparalelle Kontrolle mehrerer Ausgangsgrössen, wobei ein Kompromiss zwischen der Rechnergeschwindigkeit der Ausgangsgrössen und des Speichersblocks hergestellt wird.

CONTENTS

STANDING WAVE
DAMPING CONSTANT
TRANSFER IMPEDANCE

Ghiță, T.: **Coaxial cables.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 237

This paper deals with the transmission regimes and equations as well as with the main parameters of communication lines and coaxial cable information transmission.

SYNCHRONOUS MACHINE
ELECTRICAL POWER SYSTEM

Duşa, V.: **Synchronous machine without natural stability limit.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 242

This paper presents a new type of synchronous machine meant to operate in connection to an electrical power system under various regimes: inductive, capacitive and active, up to the permitted limits of active materials, without any automatic voltage controller. In order to obtain a natural operating stability and at loading angles more than 90 degrees, besides the usual energizing winding of the synchronous machine, an energizing winding is provided which produces a variable position energizing field, against the rotor axes.
The machine patent number is 93536/28.09.1987.

DIGITAL REGULATOR
MICROPROCESSOR
OPTICAL FIBERS

Nitu, C.: **Optical fiber applications to digital regulator control systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 245

Some optical fiber applications to process control digital systems are presented. The industrial applications for temperature and position regulation using digital regulators with optical fiber control, are described.

HUMIDITY
ELECTROINSULATING MATERIALS
PHYSICAL PHENOMENA

Ionescu, R., Siteanu, M.: **Humidity influence study on electronic and electrotechnical materials and produets.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 248

This paper proposes a study of humidity influence on electroinsulating materials and electronic and electrotechnical products and equipment. The content is structured as folows: physical phenomena within electroinsulating materials, humidity influence on electrical parameters of materials and testing methods and measures meant to diminish humidity effects for electronic and electrotechnical equipment.

COLD
OPERATING STABILITY
TRANSISTORS

Ionescu, R., Marinescu, Gh.: **Study on various types of electronic components behaviour at low temperatures.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 252

The paper presents the characterization of operating behaviour under low temperature conditions of various electronic components used for products for car electronic equipment various types of transistors, low and average power, capacitors and resistors).

MICROPROCESSOR CONTROL
REGULATION ALGORITHM

Vlădăreanu, L.: *PID* **digital regulation algorithm for microprocessor control systems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 258

The digital regulation algorithm presented in this paper derives from the law of continuous regulation proportio-

naly-integrally-derivably (*PID*) and can be implemented on a 8bit and 8080, 6800, Z80-type bus microprocessor control system. Performing a compromise between the output computing speed and the afferent memory unit, this algorithm allows a quasiparallel control of more output values.

SOMMAIRE

ONDE STATIONNAIRE
CONSTANTE D'AFFAIBLISSEMENT
IMPEDANCE DE TRANSFERT

Ghiță, T.: **Câbles coaxials.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 237

L'ouvrage présente les équations et les modes de transmission ainsi que les paramètres principaux d'une ligne de télécommunication et transmission de dates par câble coaxial.

MACHINE SYNCHRONE
SYSTEME ÉLECTROÉNERGÉTIQUE

Duşa, V.: **La machine synchrone sans limite de la stabil naturelle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 242

Dans cet ouvrage on présente un nouveau type de machine synchrone destinée à fonctionner connectée au réseau du système électroénergétique en tous les régimes : inductif, actif et capacitif, jusqu'aux limites permises par les matériaux actifs, sans être équipée d'un régulateur automatique de tension.
En vue d'obtenir la stabilité de fonctionnement d'une manière naturelle et à des angles de charge plus grands de 90° outre l'enroulement d'excitation commune de la machine synchrone après l'axe d'on prévoit encore un enroulement d'excitation produisant un champ d'excitation variable comme position par rapport aux axes du rotor.
La machine fait l'objet du brevet d'invention nr. 93536/28.09.1987.

RÉGULATEURS DIGITALS
MICROPROCESSEURS
FIBRES OPTIQUES

Nitu, C.: **Applications des fibres optiques dans les systémes de commande à régulateurs digitals.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 245

Dans l'ouvrage sont présentées quelques applications des fibres optiques dans des systèmes numériques de commande des processus. On décrit les applications industrielles pour le réglage de la position et de la température en utilisant des régulateurs digitals à transmission de la commande par fibres optiques.

HUMIDITÈ
MATÉRIAUX ÉLECTROISOLANTS
PHÉNOMÈNES PHYSIQUES

Ionescu, R.: *Siteavu, M.*: **L'étude de l'influence de l'humidité sur les materiaux et les produits électroniques et électrotechniques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 248

L'ouvrage propose une étude de l'influence de l'humidité sur les matériaux électroisolants, sur les produits et les équipements électroniques et électrotechniques.
Les informations contenues sont structurées en trois parties : phénomènes physiques dans les matériaux électroisolants, l'influence de l'humidité sur les paramètres électriques des matériaux, méthodes d'essaï et mesures pour la reduction des effets de l'humidité sur les équipements électroniques et électrotechniques.

FROID
STABILITÉ FONCTIONNELLE
TRANSISTORS

Ionescu, R., Marinescu, Gh.: **Etude sur le compottement à températures basses de certains types de composants électroniques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990, p. 252

L'ouvrage présente la caractérisation du comportement fonctionnel au froid de quelques types de composants électroniques utilisés dans des produits spécifiques à l'équipement électronique automobile (différents types de transistors de basse et moyenne puissance, condensateurs et résistances)

COMMANDE À MICROPROCESSEUR
ALGORITHME DE RÉGLAGE

Vlădăreanu, L.: **Algorithme de réglage numérique *PID* pour systèmes de commande à microprocesseur.**

E.E.A.— **Electrotehnica 38**, nr. 6, aug 1990 p. 258

L'algorithme de réglage numérique présenté dans cet ouvrage dérive de la loi de réglage continue proportionnel-intégral-dérivable (*PID*) et il se trouve implémenté sur un systeme de commande à microprocesseur de 8 bits, buffer de type 8080, 6800, Z80.
Réalisant un compromis entre la vitesse de calcul de la valeur finale et le bloc de memoire afférent, l'algorithme permet le contrôle quasiparallèle de plusieurs valeurs finales.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Electrotehnica nr. 6

UNDĂ STAŢIONARĂ
CONSTANTĂ DE ATENUARE
IMPEDANŢĂ DE TRANSFER

Cabluri coaxiale

TEODOR GHIŢĂ* — BUCUREŞTI

Introducere

Datorită apariţiei cablurilor de telecomunicaţii şi transmisii de date cu fibre optice, în ultimul deceniu se constată o diminuare accentuată a producţiei de cabluri coaxiale magistrale de mic diametru (1,2/4,4) şi în construcţie normalizată (2,6/9,4).

Contrar acestei tendinţe se constată o dinamică deosebită a producţiei de cabluri coaxiale speciale utilizate la cablarea sistemelor de radionavigaţie, radiocomunicaţii, prospecţiuni geofizice, navale, automatizări complexe etc.

1. Ecuaţiile şi parametrii de transmisie

La parcurgerea reţelelor de telecomunicaţii prin cablu semnalele suferă o atenuare şi, respectiv, o defazare. Pentru o linie de telecomunicaţii în cablu coaxial se pot scrie ecuaţiile de transmisie :

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch} \gamma l + I_2 \operatorname{sh} \gamma l,$$
$$I_1 = I_2 \operatorname{ch} \gamma l + \frac{U_2}{Z} \operatorname{sh} \gamma l, \tag{1}$$

unde :

U_1 şi I_1 sînt tensiunea şi intensitatea semnalului la intrarea în cablul coaxial ;
U_2 şi I_2 — tensiunea şi intensitatea semnalului la ieşirea din cablul coaxial ;
Z şi γ — impedanţa caracteristică şi constanta de propagare ;
l — lungimea cablului.

Valorile tensiunii şi respectiv curentului într-un punct oarecare al curentului (U_x, I_x), pentru valori de intrare cunoscute U_1 şi I_1 se scriu :

$$U_x = U_1 \operatorname{ch} \gamma x - I_1 Z \operatorname{sh} \gamma x,$$
$$I_x = I_1 \operatorname{ch} \gamma x - \frac{U_1}{Z} \operatorname{sh} \gamma x. \tag{2}$$

Aceste relaţii permit determinarea distribuţiei tensiunii şi curentului de-a lungul cablului coaxial, precum şi determinarea amplitudinii şi fazei semnalelor vehiculate prin cablul coaxial.

Mărimile Z şi γ sînt cunoscute în telecomunicaţii ca parametri secundari de transmisie.

Mărimile : R(rezistenţa efectivă) ; L(inductanţa) ; G(conductanţa) şi C(capacitatea electrică) referitoare la un cablu coaxial, raportate la unitatea de lungime, poartă denumirea de parametri primari ai liniei de telecomunicaţii în cablul coaxial.

După modul cum sînt distribuiţi pe linia de telecomunicaţii în cablu, parametrii primari pot fi longitudinali (R, L), care caracterizează conductorii şi transversali (G, C) care caracterizează dielectricul dintre conductori.

Din alt punct de vedere parametrii primari mai pot fi disipativi (R, G) şi reactivi (L, C).

Corelaţia între parametrii secundari şi cei primari ai unui cablu coaxial este dată de relaţiile :

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \tag{3}$$

şi :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \tag{4}$$

unde :

Z este impedanţa caracteristică ;
γ — constanta de propagare ;
α — constanta de atenuare ;
β — constanta de fază ;
ω — pulsaţia semnalului.

* Dr.ing. *Ghiţă, Th.* — Institutul de Cercetare pentru Electrotehnică — ICPE — Bucureşti.

Pentru valori mici ale frecvenței semnalelor (cazul cablurilor de joasă frecvență) impedanța caracteristică și respectiv constanta de atenuare au forma :

$$Z = \sqrt{\frac{R}{G}} \quad \text{și} \quad \alpha = \sqrt{RG}. \tag{5}$$

În cazul frecvențelor înalte (cabluri de radiofrecvență) impedanța caracteristică și constanta de atenuare se scriu :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{și} \quad \alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{6}$$

Variația impedanței caracteristice funcție de frecvență se prezintă în figura 1, iar a constantei de atenuare în figura 2.

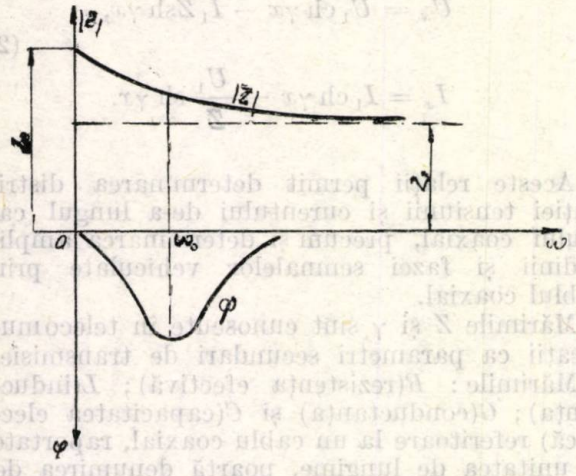


Fig. 1. Variația impedanței caracteristice funcție de frecvență.

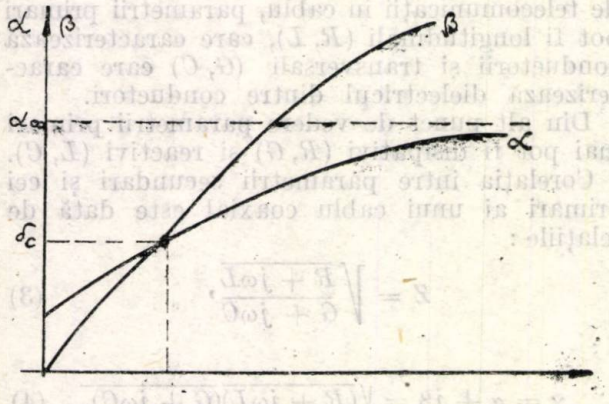


Fig. 2. Variația constantei de atenuare și fază funcție de frecvență.

2. Regimuri de transmisie

În cazul unei linii în cablul coaxial fără pierderi, $\alpha = 0$, iar constanta de propagare devine : $\gamma = j\beta$.

În această situație se deosebesc trei cazuri distincte :

— regimul undei progresive (fig. 3), corespunzător sarcinii adaptate ($Z_s = Z$). În acest caz întreaga energie emisă în linie este absorbită de sarcină ;

— regimul undei staționare (fig. 3b)linia este pentru scurt timp în scurtcircuit ($Z_0 = 0$) sau lăsată în gol ($Z_s = \infty$).

În acest caz semnalele sînt în totalitate reflectate la recepție, iar în cablul coaxial se instalează un regim de undă staționară ;

— regim de sarcină neadaptată (fig. 3c),

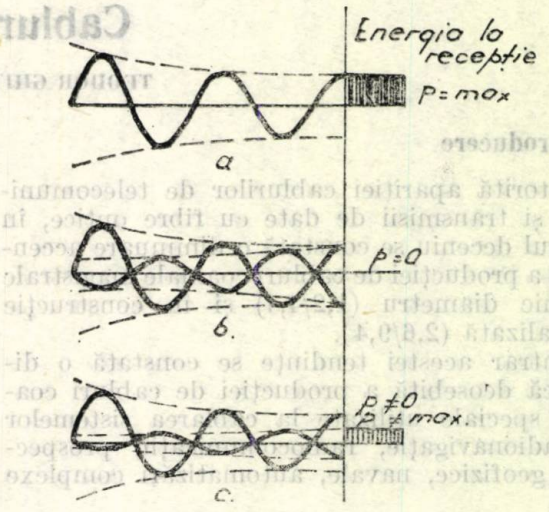


Fig. 3. Regimuri de transmisie : a — Regimul undei progresive ; b — Regimul undei staționare ; c — Regim de sarcină neadaptată.

cînd cablul coaxial are impedanță de sarcină $Z_s \neq Z$.

În acest din urmă caz semnalele vehiculate prin cablu suferă o serie de reflexii, iar la recepție ajunge numai o parte din energia de la intrare, funcție de gradul de neadaptare al sarcinii.

În continuare se vor prezenta cîteva aspecte principale ale regimurilor de funcționare menționate mai înainte.

Regimul de undă progresivă

În acest caz, datorită adaptării totale ($Z_s = Z$), tensiunea la capătul liniei în cablu este : iar ecuațiile de transmisie devin :

$$U_1 = U_2 e^{\gamma l} = Z I_2 e^{\gamma l}, \tag{7}$$

$$I_1 = I_2 e^{\gamma l} = \frac{U_2}{Z} e^{\gamma l},$$

sau :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = e^{\gamma l}. \tag{8}$$

Raportul puterilor de intrare în linie (P_1) și, respectiv de ieșire din linie P_2, este :

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = e^{2\gamma l}. \tag{9}$$

Luînd modulul relațiilor (8 și 9) se obține constanta de atenuare :

$$\left|\frac{U_1}{U_2}\right| = \left|\frac{I_1}{I_2}\right| = e^{\alpha l},$$
$$\left|\frac{P_1}{P_2}\right| = e^{2\alpha l}. \tag{10}$$

Energia vehiculată prin cablul coaxial prezintă o variație exponențială, așa cum se arată în figura 4.

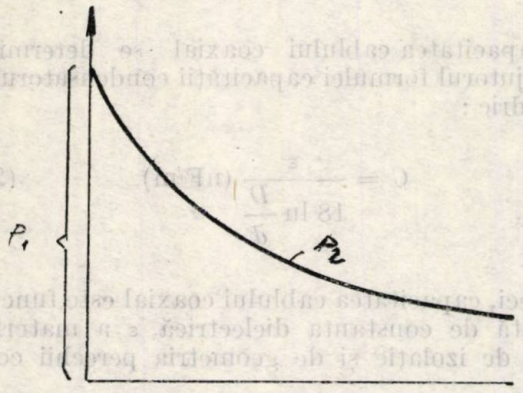


Fig. 4. Variația energiei vehiculată prin cablu coaxial.

Impedanța de intrare în cablu este egală cu impedanța caracteristică $Z_i = Z$.

Regim de undă staționară

Pentru cazul liniei în gol ($I_2 = 0$) ecuațiile de transmisie se scriu :

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch} \gamma l,$$
$$I_1 = \frac{U_2}{Z} \operatorname{sh} \gamma l, \tag{11}$$

iar impedanța de intrare în linie devine :

$$Z_i = Z_\infty = \frac{U_1}{I_1} = Z \operatorname{cth} \gamma l. \tag{12}$$

Pentru cazul liniei în scurtcircuit $U_2 = 0$ ecuațiile de transmisie devin :

$$U_1 = Z I_2 \operatorname{sh} \gamma l,$$
$$I_1 = I_2 \operatorname{ch} \gamma l, \tag{13}$$

iar impedanța de intrare în linie se scrie : Dependența de frecvență a impedanței de intrare pentru cele două cazuri analizate mai înainte se prezintă în figura 5.

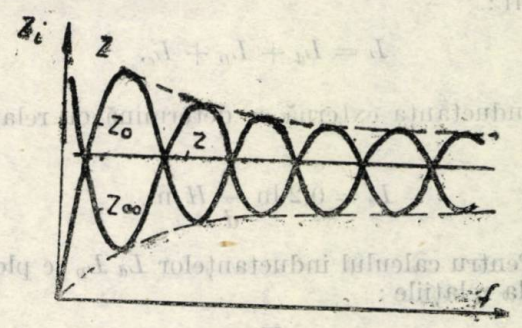


Fig. 5. Regim de undă staționară.

Regim de sarcină neadaptată

În acest caz $Z_s \neq Z$, și utilizînd ecuațiile de transmisie scrise sub forma se obține impedanța de intrare.

$$Z_i = Z \operatorname{th}(\gamma l + n); \quad n = \frac{1}{2} \ln \frac{Z + Z_s}{Z - Z_s}, \tag{14}$$

unde n se numește exponent de neadaptare la recepție.

Ținînd seama de (14) relația (15) devine :

$$Z_i = Z \frac{Z_s \operatorname{ch} \gamma l + Z \operatorname{sh} \gamma l}{Z \operatorname{ch} \gamma l + Z_s \operatorname{sh} \gamma l}. \tag{15}$$

3. Calculul parametrilor cablului coaxial

Structura unei perechi coaxiale se prezintă în figura 6,

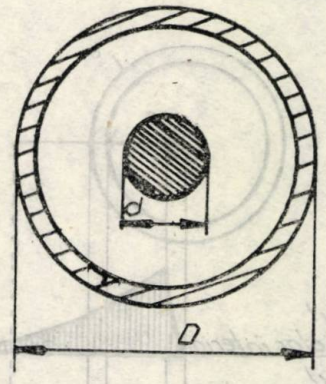


Fig. 6. Pereche coaxială.

unde :

d este diametrul exterior al conductorului interior ;

D — diametrul interior al conductorului exterior.

Inductanța cablului coaxial L se compune din două părți : o parte este inductanța internă

a conductoarelor perechi coaxiale L_d și L_D, iar cealaltă parte este inductanța externă L_e. (dintre conductoare), deci, inductanța totală va fi :

$$L = L_d + L_D + L_e. \tag{16}$$

Inductanța externă se determină cu relația :

$$L_e = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} \; H/m. \tag{17}$$

Pentru calculul inductanțelor L_d L_D se pleacă de la relațiile :

$$R_d = \frac{K}{2\sqrt{2}\pi ar} [\Omega/cm], \tag{18}$$

$$L_d = \frac{\mu}{2\sqrt{2}\pi ak} [H/cm], \tag{19}$$

$$R_D = \frac{K}{2\sqrt{2}\pi b\gamma} [\Omega/cm], \tag{20}$$

$$L_D = \frac{\mu}{2\sqrt{2}\pi bk} [H/cm], \tag{21}$$

unde :

a este raza conductorului interior al perechii coaxiale ;
b — raza interioară a conductorului exterior ;
c — raza exterioară a conductorului exterior ;
γ — conductivitatea electrică ;
μ — permitivitatea magnetică ;
k — o constantă.

Explicitarea elementelor de mai sus se prezintă în figura 7.

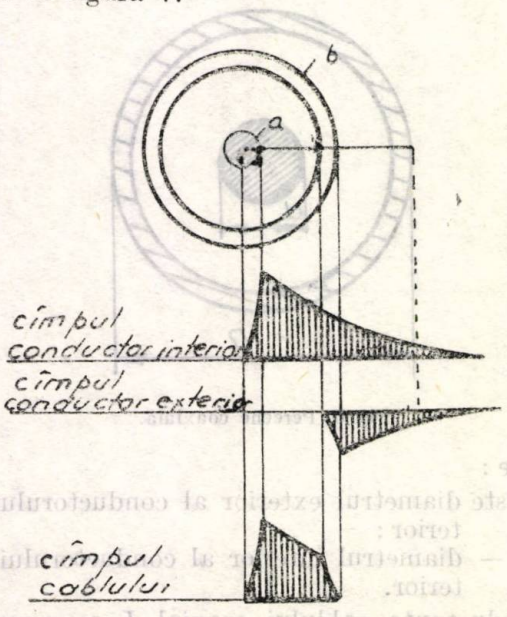


Fig. 7. Distribuția cîmpurilor electrice în perechea coaxială.

Aceste relații s-au obținut prin descompunerea funcțiilor Bessel în șiruri asimptotice pentru valori mari ale argumentelor ($\tau_r > 5$).

Utilizînd relațiile (19) (21), expresia inductanței devine :

$$L = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} + \frac{13{,}33}{\sqrt{f}} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right), \; \mu H/m, \tag{22}$$

unde d și D se iau în mm.

În cazul frecvențelor înalte se constată că termenul al doilea al relației (22) devine neglijabil, iar inductanța cablului coaxial poate fi estimată cu o precizie destul de bună în practica proiectării cu ajutorul relației :

$$L = 0{,}2 \ln \frac{D}{d} H/m. \tag{23}$$

Capacitatea cablului coaxial se determină cu ajutorul formulei capacității condensatorului cilindric :

$$C = \frac{\varepsilon}{18 \ln \frac{D}{d}} (nF/m). \tag{24}$$

Deci, capacitatea cablului coaxial este funcție directă de constanta dielectrică ε a materialului de izolație și de geometria perechii coaxiale.

În cazul cablului coaxial la care conductorul central este de tip flexibil multifilar, la calculul capacității se va utiliza diametrul echivalent d_e estimat, cu ajutorul relației aproximative :

$$d = 0{,}934 \, d. \tag{25}$$

Conductanța izolației G, în c.a., se determină cu relația :

$$G = \omega C \operatorname{tg}\delta \; [S/m], \tag{26}$$

unde δ este unghiul de pierdere.

Pentru calculul impedanței caracteristice Z se utilizează relația (3) unde se va ține seama că la frecvențe înalte $\omega L \gg R$ și $\omega C \gg G$.

În acest caz se obține expresia impedanței caracteristice :

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \; [\Omega]. \tag{27}$$

Constanta de atenuare α se calculează cu relația :

$$\alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z} + \frac{GZ}{2} \; [Np/m], \tag{28}$$

iar constanta de fază :

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \text{ [rad/m]}. \quad (29)$$

Ţinînd seama de relaţiile (23) şi (24) expresia impedanţei caracteristice devine :

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d} \text{ [}\Omega\text{]}. \quad (30)$$

Viteza de propagare a semnalelor electrice prin cablul coaxial cu dielectric solid este dependentă de constanta dielectrică (ε) şi de viteza de propagare a luminii (c) care este de aproximativ 300 000 km/s, conform relaţiei.

$$V = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon}}, \quad (31)$$

— pentru polietilenă $\varepsilon = 2{,}26$; $V/C = 0{,}66$
— pentru teflon FEP 100 şi PTFE : $\varepsilon = 2{,}0$; $v/c = 0{,}71$.

Atenuarea semnalelor cuprinde, în principal, două componente : o atenuare datorită pierderilor în conductorul central al cablului (α_c) şi o atenuare datorită pierderilor în dielectricul cablului (α_d).

Deci :

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d. \quad (32)$$

Expresia practică de calcul utilizată în proiectare este următoarea :

$$\alpha = 2{,}6 \cdot 10^{-3} \sqrt{\varepsilon} f \frac{\frac{1}{d} + \frac{1}{D}}{\lg \frac{D}{d}} + 91 \cdot 10^{-3} \sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg}\delta \cdot f, \quad (33)$$

unde : f este frecvenţa în MHz ;
d şi D — în mm ;
$\operatorname{tg}\delta$ — tangenta unghiului de pierderi.

Primul termen al expresiei (33) reprezintă α_c, iar cel de al doilea α_d.

Expresia (33) este utilizată în cazul cablurilor coaxiale cu conductor central masiv (monoconductor). În cazul cablurilor coaxiale cu conductorul central de tip multifilar la calculul atenuării cu relaţia (33) se introduc coeficienţi de corecţie.

Un alt parametru foarte important este factorul de acoperire definit cu relaţia :

$$K_f = \frac{mW}{2\pi D} \sqrt{\left(1 + \frac{\pi^2 D^2}{L^2}\right)}, \quad (34)$$

sau :

$$K_f = \frac{mW}{2L \sin \theta}. \quad (35)$$

Pentru o tresă din bandă, W reprezintă lăţimea benzii iar pentru o tresă din fire $W = n \cdot d_w$, în care :

D este diametrul mediu al tresei (diametrul exterior al tresei conductorului la care se adaugă $2 \cdot d_w$, în mm) ;
d_w — diametrul firului din tresă sau grosimea benzii de tresare ;
L — pasul de tresare ce se calculează cu relaţia :

$$L = \frac{m}{2P}, \quad (36)$$

în care :

P este numărul punctelor de intersecţie a firelor din tresă pe unitate de lungime ;
m — numărul total de fascicule ;
n — numărul firelor din fascicul.

Gradul de acoperire în procente va fi dat de relaţia :

$$G = 100(2kf - k_f^2). \quad (37)$$

În legătură directă cu gradul de acoperire este un alt parametru deosebit de important pentru cablurile coaxiale, numit „eficacitatea ecranului".

Testarea calităţii unui cablu coaxial din punct de vedere al eficacităţii se face prin intermediul impedanţei de transfer Z_T, dată de relaţia :

$$Z_T = \frac{r_0 x}{\operatorname{ch} \chi - \cos x}, \quad (38)$$

unde :

$$\chi = 2e \sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \sigma f}, \quad (39)$$

în care :

e — este grosimea ecranului ;
r_0 — rezistenţa lineică a ecranului ;
μ_r — permeabilitatea relativă a ecranului ;
μ_0 — permeabilitatea absolută ;
f — frecvenţa în Hz ;
σ — conductivitatea ecranului.

În cazul ecranelor din cupru, relaţia (39) se scrie :

$$\chi = 30\, e \sqrt{f}, \quad (40)$$

în care : e se ia în mm, iar f în MHz.

La frecvenţe joase, valoarea impedanţei de transfer este egală cu rezistenţa lineică a ecranului.

În continuare se prezintă cîteva valori uzuale pentru impedanţa de transfer (Z_T) :

— cabluri coaxiale miniatură cu o tresă, $10^{-1}\Omega$/m ;

— cabluri coaxiale clasice cu o tresă, $0{,}5 \div 8.10^{-2}$ Ω/m ;

— cabluri coaxiale clasice cu două trese, $2.10^{-4} \div 5.10^{-3}$ Ω/m;

— cablu coaxiale cu trei trese, $5.10^{-5} \div 10^{-3}$ Ω/m;

— cabluri coaxiale de înaltă imunitate cu două trese, $5.10^{-6} - 10^{-4}$ Ω/m;

— cabluri coaxiale de foarte inaltă imunitate cu trei trese: $3.10^{-8} \div 10^{-6}$ Ω/m.

4. Concluzii

Perfecționarea actualelor sisteme de prospecțiuni geofizice, radionavigație, automatizări complexe etc., precum și apariția de noi sisteme și tehnologii impune intensificarea cercetărilor în domeniul cablurilor coaxiale în vederea realizării de noi structuri cu parametri tehnico-funcționali și de calitate ridicați.

Într-un număr viitor se vor prezenta cîteva tipuri de cabluri coaxiale speciale proiectate, realizate și omologate de ICPE-București, utilizate cu rezultate foarte bune în domeniul prospecțiunilor geofizice.

Bibliografie

[1] *Condrea, S.* Bazele telecomunicațiilor pe fir. București, Editura Pedagogică, 1966.
[2] *Ghiță, Th.* Cabluri de telecomunicații. București, Editura Tehnică, 1990.
[3] * * * Filotex-Câbles coaxiaux. Répertoire-Guide.

MAȘINĂ SINCRONĂ
SISTEM ELECTROENERGETIC

Mașina sincronă fără limită a stabilității naturale

VASILE DUȘA* — TIMIȘOARA

Introducere

Toate mașinile sincrone care lucrează, pînă în prezent, interconectate în cadrul sistemului electroenergetic, indiferent de forma constructivă, prezintă o limită a stabilității naturale, impusă de imposibilitatea funcționării, fără reglaj, la unghiuri de sarcină $\theta_0 < \pi/2$. Această barieră este înlăturată de către „Mașina sincronă cu excitație dublă cu cîmp de excitație variabil față de axele rotorului (M.S.E.D.V.)" [1], concepută și realizată ca model experimental, de către autorul prezentului articol.

1. Caracteristicile constructive ale mașinii

Din punct de vedere constructiv, mașina are următoarele caracteristici:

a — un stator confecționat din fier, unde este plasată o înfășurare trifazată de curent alternativ;

b — un rotor de formă cilindrică, tot din fier, unde sînt amplasate două înfășurări;

— o înfășurare de excitație activă E_a, identică cu o înfășurare de excitație de la turbogeneratoare;

— o înfășurare de excitație reactivă E_r, care produce un cîmp magnetic învîrtitor variabil, ca poziție, față de axele rotorului și al cărui mod de realizare se prezintă în paragraful 4;

c — p perechi de poli.

Deoarece în mașină spectrul cîmpului magnetic se repetă la fiecare pereche de poli, pentru simplificare în figura 1 s-a reprezentat schematic configurația mașinii în ideea existenței unei singure perechi de poli.

Funcționarea mașinii în discuție, la fel ca la mașinile sincrone de construcție obișnuită, se bazează pe cuplajul magnetic dintre înfășurările statorice și rotorice, prin intermediul cîmpurilor magnetice învîrtitoare.

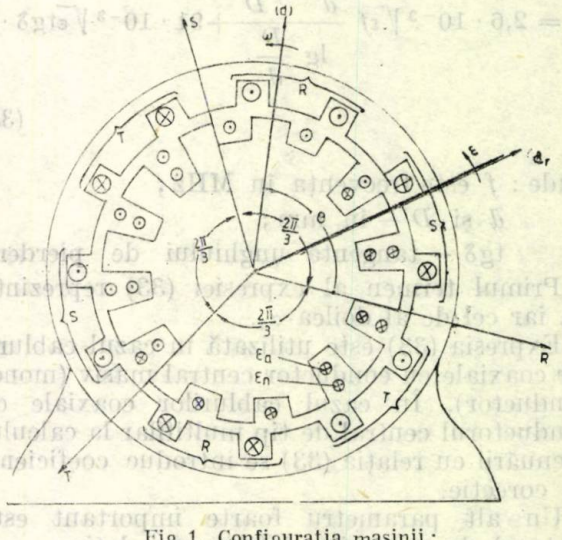


Fig. 1. Configurația mașinii: R, S, T — axele înfășurării statorice; d — axa înfășurării de excitație activă E_a; d_r — axa înfășurării de excitație reactivă E_r.

2. Înfășurarea de excitație reactivă E_r

Realizarea unui cîmp magnetic învîrtitor, cu repartiție sinusoidală, în realitate în trepte, a inducției magnetice în lungul pasului polar care să se rotească cu o viteză care nu depinde,

* Dr. ing. *Dușa, V.* este șef de lucrări la I.P. Timișoara, Catedra de Electroenergetică.

de turația rotorului, eliberat de axele rotorului, este permisă de o înfășurare de curent continuu cu colector mecanic, pe care este plasat un sistem de 3 p perii decalate între ele cu $2\pi/3p$ radiani, cu periile i și $3k+i$ ($i=1, 2, 3$ și $k=1, 2, \ldots, p-1$) legate galvanic între ele, iar periile sînt alimentate cu un sistem trifazat i_r, i_s, i_t (fig. 2) de curenți.

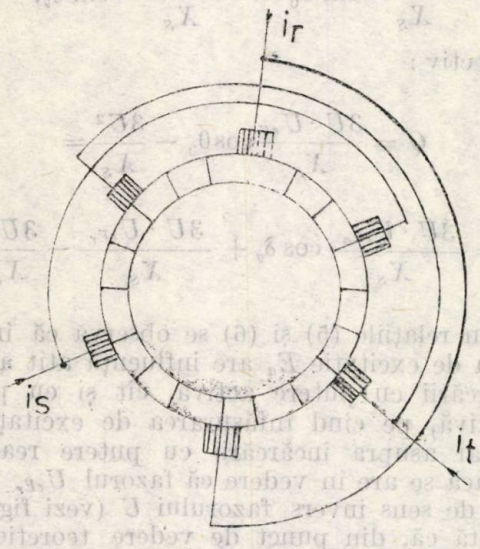


Fig. 2. Modalitatea de alimentare a înfășurării E_r, pentru o mașină cu două perechi de poli.

Înfășurarea poate fi echivalată cu o înfășurare trifazată cu p perechi de poli, dispusă pe un rotor imobil [2]. Acest lucru este posibil deoarece, poziția axelor acestei înfășurări trifazate este determinată de poziția periilor pe colector, ceea ce implică o poziție fixă a axelor acestei înfășurări echivalente, chiar dacă rotorul se învîrtește. Dacă sistemul trifazat de curenți (i_r, i_s, i_t) la perii are frecvența egală cu frecvența statorică, datorită poziției fixe a periilor față de stator, aceasta se comportă ca o înfășurare trifazată de curent alternativ fixă față de stator, care produce un cîmp magnetic învîrtitor față de perii — implicit față de stator — cu turația sincronă independentă de turația rotorului.

Deci, rezultă că înfășurarea de excitație reactivă E_r, poate să fie realizată sub formă de înfășurare de curent continuu cu colector mecanic, alimentată în curent alternativ prin intermediul a 3 p perii decalate la $2\pi/3p$ radiani și conectate în conformitate cu cele prezentate mai sus.

Poziția spațială a cîmpului magnetic învîrtitor produs de înfășurarea de excitație reactivă E_r, relativă la poziția spațială a cîmpului magnetic rezultant din întrefier, depinde de poziția periilor în raport cu axele înfășurărilor statorice, respectiv de defazajul dintre curenții la perii și tensiunea statorică. Dar în regim de funcționare staționar, cînd turația rotorului este cea sincronă — înfășurarea de excitație E_r prezintă numai rezistență — curenții la perii sînt în fază cu tensiunile la perii. În aceste condiții poziția relativă a celor două cîmpuri magnetice învîrtitoare, depinde de defazajul dintre tensiunile la bornele statorice și la perii și de poziția periilor pe colector. Dacă înfășurarea de excitație reactivă E_r este alimentată de la barele rețelei, unde este cuplată mașina sincronă, prin intermediul unui transformator trifazat reglabil, se poate alege o poziție a periilor în raport cu axele înfășurărilor statorice, astfel încît axa cîmpului magnetic învîrtitor produs de această înfășurare de excitație E_r să coincidă cu axa cîmpului magnetic rezultat din întrefier.

3. Conectarea mașinii la rețea

Conectarea mașinii la rețea se realizează prin procedeul sincronizării fine și se poate urmări pe figura 3. Inițial, prin intermediul sistemului de excitație SE, de construcție obișnuită, este alimentată numai înfășurarea de excitație activă E_a, întreruptoarele I_1 și I_2 fiind deschise, iar comutatorul transformato-

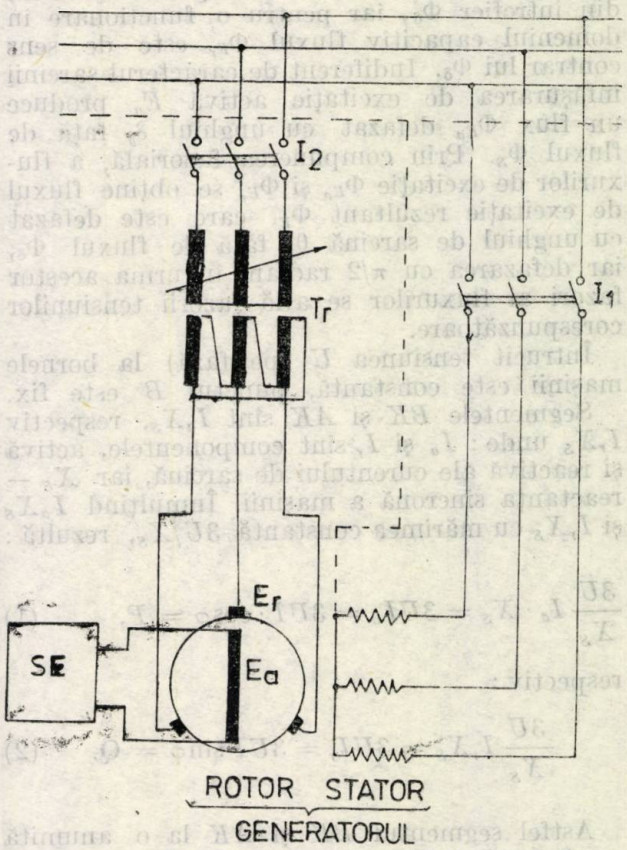


Fig. 3. Schema electrică de conectare a mașinii la rețea.

rului T_r pe poziția zero. După realizarea condițiilor de sincronizare se închide întreruptorul I_1, prin care se cuplează mașina la rețeaua trifazată R, S, T a sistemului electroenergetic.

Pe urmă se închide întreruptorul I_2 prin care se conectează transformatorul T_r la rețea, urmind, ca pentru alimentarea înfășurării de excitație reactivă E_r, să se modifice poziția cursorului acestuia.

4. Încărcarea mașinii conectată la rețea

În figura 4 se reprezintă diagrama fazorială a mașinii sincrone în regim staționar de sarcină inductivă (fig. 4a) și capacitivă (fig. 4b), în

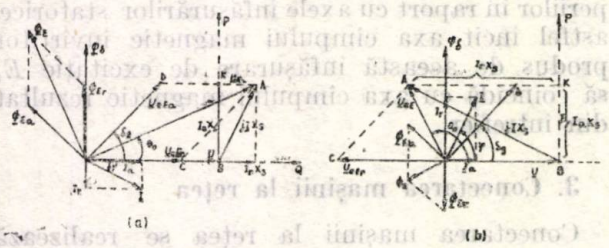


Fig. 4. Diagrama fazorială a mașinii.

condițiile neglijării pierderilor. Pentru funcționarea mașinii în domeniul inductiv înfășurarea de excitație reactivă E_r produce un flux Φ_{E_r} de același sens cu fluxul magnetic rezultat din întrefier Φ_δ, iar pentru o funcționare în domeniul capacitiv fluxul Φ_{E_r} este de sens contrar lui Φ_δ. Indiferent de caracterul sarcinii înfășurarea de excitație activă E_a produce un flux Φ_{E_a} defazat cu unghiul δ_g față de fluxul Φ_S. Prin compunerea fazorială, a fluxurilor de excitație Φ_{E_a} și Φ_{E_r} se obține fluxul de excitație rezultant Φ_E, care este defazat cu unghiul de sarcină θ_0 față de fluxul Φ_δ, iar defazarea cu $\pi/2$ radiani în urma acestor fazori ai fluxurilor se află fazorii tensiunilor corespunzătoare.

Întrucît tensiunea U (pe fază) la bornele mașinii este constantă, punctul B este fix. Segmentele BK și AK sînt I_aX_S, respectiv I_rX_S unde: I_a și I_r sînt componentele, activă și reactivă ale curentului de sarcină, iar X_S — reactanța sincronă a mașinii. Înmulțind I_aX_S și I_rX_S cu mărimea constantă $3U/X_S$, rezultă:

$$\frac{3U}{X_S} I_a \cdot X_S = 3UI_a = 3UI \cdot \cos\varphi = P, \qquad (1)$$

respectiv:

$$\frac{3U}{X_S} I_rX_S = 3UI_r = 3UI \sin\varphi = Q. \qquad (2)$$

Astfel segmentul BK și AK la o anumită scară reprezintă puterea activă P, respectiv puterea reactivă Q, transmise de mașina sincronă în rețea.

Întrucît segmentele BK și AK se pot exprim a și sub forma.

$$BK = U_{eE}\ \theta_0 = U_{eEa} \sin\delta_g, \qquad (3)$$

respectiv:

$$AK = U_{eE}\cos\theta_0 - U = U_{eEa}\cos\delta_g + U_{eEr} - U, \qquad (4)$$

rezultă expresiile pentru puterea activă P și reactivă Q:

$$P = \frac{3U \cdot U_{eE}}{X_S} \sin\theta_0 = \frac{3U \cdot U_{eEa}}{X_S} \sin\delta_g, \qquad (5)$$

respectiv:

$$Q = \frac{3U \cdot U_{eE}}{X_S} \cos\theta_0 - \frac{3U^2}{X_S} =$$

$$= \frac{3U \cdot U_{eEa}}{X_S} \cos\delta_g + \frac{3U \cdot U_{eEr}}{X_S} - \frac{3U^2}{X_S}.$$

Din relațiile (5) și (6) se observă că înfășurarea de excitație E_a are influență atît asupra încărcării cu putere activă, cît și cu putere reactivă, pe cînd înfășurarea de excitație E_r numai asupra încărcării cu putere reactivă.

Dacă se are în vedere că fazorul U_{eE_r} poate fi și de sens invers fazorului U (vezi fig. 4b), rezultă că, din punct de vedere teoretic, puterea reactivă $Q \in (-\infty, +\infty)$, iar din punct de vedere practic, în limitele admise de materiale active ale mașinii.

5. Stabilitatea funcțională a mașinii

În regim staționar de funcționare pentru mașina sincronă (deci și mașina în studiu) conectată la rețea sînt îndeplinite două condiții:

— cuplul electromagnetic și cuplul mecanic la arbore sînt egale și de sens contrar;

— între viteza unghiulară de rotire a rotorului și frecvența rețelei, la care este conectată, există o corespondență riguroasă.

Cea de-a doua condiție se traduce prin păstrarea formei fixe a diagramei fazoriale (fig. 4), corespunzătoare unui regim de funcționare staționar, caracterizat prin puterile activă P și reactivă Q debitate și tensiunea U la borne. Deci și unghiul $\delta_g = \text{const}$.

Dacă se produce o modificare a stării electrice (a cuplului electromagnetic), sau mecanice (a cuplului mecanic la arbore), cele două cupluri nu mai sînt egale și rotorul va fi accelerat (sau frînat) modificîndu-se și turația față de cea sincronă. Deci și unghiul $\delta_g \neq \text{const}$.

Întrucît obiectul studiilor de stabilitate îl constituie mișcarea mecanică a rotorului mașinii, iar aceasta depinde de cuplurile (puterile) mecanic și electromagnetic și ținînd seama de faptul că în condițiile neglijării pierderilor, puterea mecanică este egală cu puterea electromagnetică, respectiv cu puterea activă P,

rezultă că problema stabilității poate fi analizată pe caracteristica $P = f(\delta_g)$ dată de relația (5).

Se poate utiliza criteriul de stabilitate $dP/d\delta_g > 0$ ca și în cazul mașinilor de construcție obișnuită, remarcînd că, unghiul δ_g definește poziția rotorului (axa d), față de axa cîmpului magnetic rezultat din întrefier, dar nu este unghiul de sarcină (fig. 4). Derivînd pe (5) în raport cu δ_g rezultă:

$$\frac{dP}{d\delta_g} = \frac{3U \cdot U_{eE}}{X_S} \cos \delta_g, \qquad (7)$$

de unde $\frac{dP}{d\delta_g} > 0$, dacă $\cos \delta_g > 0$, respectiv $\delta_g \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$.

6. Concluzii

În lucrare se prezintă un nou tip de mașină sincronă, destinată să funcționeze conectată la rețeaua sistemului electroenergetic, fără a prezenta o limită a stabilității naturale, deci pînă la limitele permise de materialele active, fără a fi echipată cu instalații de reglaj a excitației. Pentru acest lucru este necesar doar ca unghiul δ_g dintre axa d a rotorului și axa cîmpului magnetic rezultat din întrefier, în regim staționar, să fie cuprinsă în domeniul $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$.

Bibliografie

[1] *Dușa, V.* Mașină sincronă cu excitație dublă cu cîmp de excitație variabil față de axele rotorului (M.S.E.D.V). Brevet de invenție, nr. 93536/28.09.1987.

[2] *Richter, R.* Mașini electrice. Vol. V. Mașini cu colector de curent alternativ mono și polifazate. Grupuri de mașini de reglaj. Editura Tehnică, București, 1968

REGULATOARE NUMERICE
MICROPROCESOARE
FIBRE OPTICE

Aplicații ale fibrelor optice în sisteme de conducere cu regulatoare numerice

CONSTANTIN NITU * — BUCUREȘTI

Utilizarea fibrelor optice pentru transmiterea informației în sisteme de conducere reprezintă o nouă tehnologie pentru proiectarea liniilor de comunicație. Un subsistem de transmitere a informației prin fibre optice *FO*, figura 1, cuprinde o interfață IF_T pentru transmiterea semnalelor, formată dintr-un amplificator A_1, o diodă electroluminescentă D_1 și o interfață IF_R de recepție a semnalelor, alcătuită dintr-o fotodiodă D_2 și un amplificator A_2 pentru obținerea semnalelor de ieșire u_e de amplitudine impusă. În cazul transmiterii unui număr mai mare de semnale, fibrele optice sînt grupate sub forma unui cablu optic de o construcție specială. Tehnologiile actuale de fabricație a fibrelor optice, permit obținerea unei atenuări reduse a semnalelor, ceea ce permite transmiterea semnalelor la distanțe mari, fără să mai fie necesare amplificatoare intermediare [1].

În sistemele de conducere a proceselor tehnologice industriale [1], semnalele din proces sînt lent variabile, fiind suficientă o perioadă de eșantionare de aproximativ 0,3 s. Pentru a transmite mai multe semnale printr-o singură fibră optică se pot folosi metoda multiplexării semnalelor de intrare (numită și metoda dirijării în timp) și metoda bazată pe utilizarea mai multor surse luminoase (numită și metoda dirijării în domeniul lungimilor de undă).

În sistemele de conducere a proceselor cu regulatoare numerice, fibrele optice se pot utiliza atît la nivel de echipament, cît și în comunicația între diverse echipamente. În construcția unui echipament fibrele optice se pot folosi la nivelul de pachete cu circuite integrate, la nivelul conexiunilor între pachete și la nivelul conexiunilor cu panoul frontal. Prin utilizarea fibrelor optice în construcția unor echipamente numerice de conducere se reduce consumul de materiale și greutatea acestora.

Pentru utilizarea fibrelor optice în transmiterea informațiilor între echipamentele numerice, în cadrul unui sistem de conducere, cea mai cunoscută realizare o reprezintă cablurile optice pentru liniile seriale de comunicație între regulatoare numerice și calculatorul ierarhic superior, respectiv consola universală

* Dr. ing. *Nitu, C.* — Institutul Politehnic — București.

a operatorului de proces [2]. În lucrare se prezintă unele aplicații ale fibrelor optice în realizarea unor linii de transmitere a semnalelor în cadrul primului nivel de automatizare a unui sistem distribuit de conducere și anume între regulatoarele numerice și elementele de execuție.

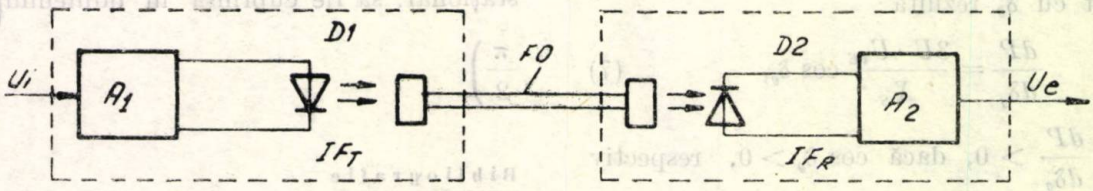


Fig. 1. Structura unui subsistem de transmitere a informației prin fibre optice.

1. Utilizarea fibrelor optice în transmiterea comenzilor între regulatorul numeric și motoare pas cu pas

În automatizarea unor procese tehnologice între regulatorul numeric amplasat în camera de comandă și elementele de execuție, pot fi distanțe apreciabile fiind necesare cabluri ecranate. În cazul motoarelor pas cu pas pot fi necesare 3 sau 4 linii de semnal pentru un singur element de execuție.

Pentru experimentarea utilizării fibrelor optice în comanda unui motor pas cu pas s-a realizat un sistem automat de reglare cu mare precizie a poziției unui mecanism. Pentru comanda motorului pas cu pas de către un regulator numeric [3,5] pot fi utilizate trei metode: comanda directă de către regulator a amplificatorului de putere, comanda de către regulator a unui automat logic care are la ieșire amplificatorul de putere și comanda de către regulatorul numeric a unui regulator specializat. Aceste metode diferă prin timpul de calcul solicitat unității centrale cu microprocesoare a regulatorului, prin numărul de linii de comunicație și prin complexitatea structurii. Pentru aplicația analizată, regulatorul numeric fiind pentru un singur element de execuție, s-a ales prima metodă prin care regulatorul numeric comandă direct amplificatoarele de putere AP_i prin intermediul unei linii de transmisie realizată cu patru fibre optice, reprezentată simplificat în figura 2, unde prin $IF_{T,i}$ s-au notat interface-le regulatorului la linia de transmisie, iar prin $IF_{R,i}$ interface-le receptorului.

În automatizarea proceselor tehnologice regulatoarele numerice care trebuie să fie protejate contra variațiilor de temperatură, sînt montate în camere de comandă, de unde, prin cabluri de forță, sînt comandate elementele de execuție. Prin utilizarea metodei prezentate de transmisie a semnalelor prin fibre optice, în locul cablurilor de forță, se obține o importantă economie de metale deficitare. Prin această metodă regulatorul numeric *RN* este montat în camera de comandă de unde comenzile, prin intermediul unor fibre optice, sînt transmise la amplificatoarele de putere AP_i din imediata apropiere a motorului electric. Această

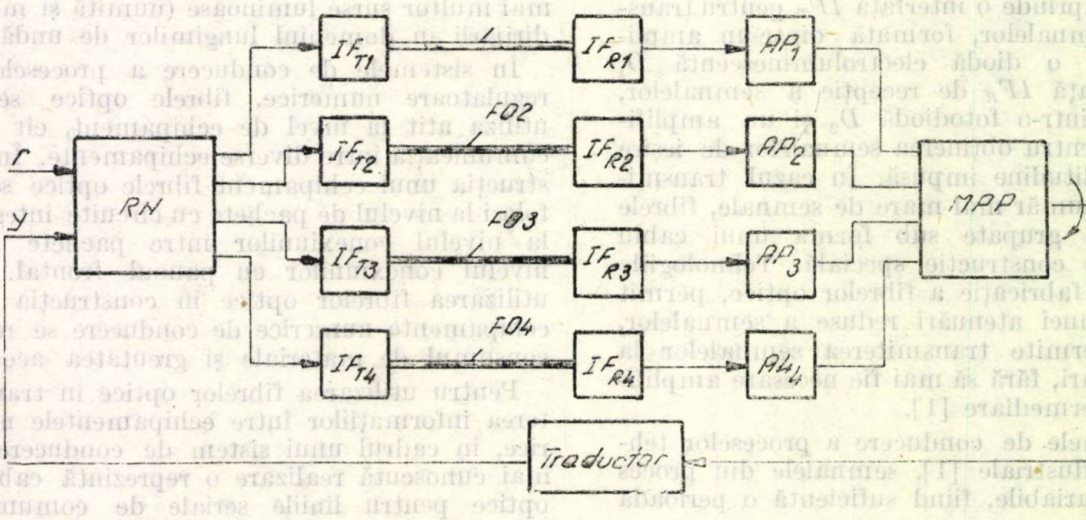


Fig. 2. Comanda unui motor pas cu pas utilizînd fibre optice.

metodă are mari perspective de utilizare în cazul folosirii regulatoarelor numerice multicanal, care comandă mai multe elemente de execuție.

2. Utilizarea fibrelor optice în transmiterea comenzilor între regulatorul numeric și tiristoare

Pentru experimentarea utilizării fibrelor optice în automatizarea proceselor lente s-a realizat un sistem de reglare a temperaturii, atunci cînd se folosește un element de execuție cu tiristoare comandate ca în figura 3. Pentru comanda tiristoarelor se folosesc semnalele logice de la interfața de ieșire IF_T a regulatorului numeric. Semnalele logice se transmit la poarta tiristoarelor (sau a unui triac) prin intermediul unei fibre optice. Comanda tiristoarelor folosind fibre optice are avantajul creșterii imunității schemei la zgomot, deoarece sînt evitate firele electrice utilizate pentru transmisia semnalelor la poarta tiristoarelor, și care introduc sensibilitate la zgomote.

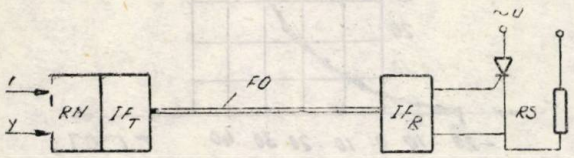


Fig. 3. Comanda tiristoarelor utilizînd fibre optice.

Reglarea temperaturii în cuptoare electrice folosind elemente de execuție realizate cu tiristoare are mari perspective de utilizare datorită reducerii consumului de energie electrică, simultan cu îmbunătățirea performanțelor de reglare. Prin introducerea fibrelor optice în transmisia semnalelor în aceste echipamente crește fiabilitatea în funcționare, ceea ce are efecte economice importante în conducerea proceselor.

Avînd în vedere perspectivele de utilizare a echipamentelor numerice de automatizare din exemplele prezentate, rezultă următoarele avantaje ale utilizării fibrelor optice :

a. Nu există o legătură galvanică între emițător și receptor și, deci, canalele de transmitere a informației nu pot fi perturbate de zgomote electrice, ceea ce este deosebit de important atît la nivel de echipament, cît și în cazul unor sisteme de conducere cu mai multe echipamente utilizate în secții industriale cu numeroase surse de zgomote electrice.

b. La conexiunile prin fire, atenuarea semnalelor de putere este mare, deci are loc un consum de energie mare, din care motiv sînt necesare conductoare cu secțiuni mari, ceea ce ridică mult prețul de cost. În cazul cablurilor optice atenuarea semnalelor este mult mai mică, deci au loc pierderi de energie reduse și sînt mult mai fiabile.

c. Conexiunile electrice prin conductoare între echipamentele de automatizare nu pot fi utilizate în medii cu pericol de explozie, din cauza pericolului pe care îl reprezintă apariția unor scîntei. Cablurile optice pot traversa orice mediu, fără a prezenta pericol de explozie și deci, pot, fi utilizate în aplicațiile industriale în care pînă în prezent se folosesc aparate pneumatice.

d. În cazul conexiunilor electrice, contactele trebuie să fie cu o rezistență de contact foarte mică, pentru că altfel acestea se supraîncălzesc, ceea ce poate duce la ieșirea din funcțiune a echipamentelor sau la scăderea performanțelor prin schimbarea regimului termic. La un cablu optic poate exista aer între o fotodiodă și o fibră optică, dar echipamentul va rămîne în funcțiune, avînd prin urmare o fiabilitate mult mai mare.

e. Utilizarea fibrelor optice în prelucrarea și transmiterea semnalelor la nivel de aparate, de echipamente și la nivelul interconexiunilor dintre echipamente, are efecte economice considerabile prin reducerea consumurilor de metale pentru conexiuni, prin micșorarea volumului și a greutății acestora.

Din descrierea avantajelor pe care le are utilizarea fibrelor optice la nivel de echipament și în transmiterea informației între echipamente, rezultă că această tehnologie modernă permite îmbunătățirea parametrilor sistemelor de conducere, asigurînd o înaltă fiabilitate în funcționare.

Bibliografie

[1] *Călin, S., Dumitrache, I., Nitu C., Munteanu Fl., Iorga V., Dumitriu S.* Reglarea numerică a proceselor tehnologice. Ed. Tehnică București 1984.

[2] *Nitu C.* High reliability digital control system Proceedings", Relectronic 85, p. 495—504, august 1985, Budapest, Hungary.

[3] *Nitu C.* High reliability microprocessor controller structures proceedings. Wissenchaftliche Konferenz Anagenautomatisierung, Leipzig, DDR, Mai 1985, p. 51—55.

[4] *Nitu C.* Fault tolerant microprocessor controller, Proceedings Fault Tolerant System and Diagnostics, Varna, Bulgaria, 1987 p. 395.

[5] *Nitu C.* Stepping motor interface design for microprocessor control systems. Proceedings, INCEMADS'86, vol. 3, sept. 1986 p. 1—4.

UMIDITATE
MATERIALE ELECTROIZOLANTE
FENOMENE FIZICE

Studiul influenței umidității asupra materialelor și produselor electronice și electrotehnice

Partea I. Fenomene fizice în materiale

RADU IONESCU, MAGDA SITEAVU * — BUCUREȘTI

Introducere

Problema comportării materialelor și a produselor în ansamblu, în funcționare, stocare sau transport, în diferite condiții climatice, a fost studiată de mai multă vreme, rezultînd o serie de concluzii practice avute în vedere pentru realizarea echipamentelor industriale, în scopul ridicării calitative a performanțelor lor.

Unul din cei mai importanți factori de mediu care influențează caracteristicile funcționale și de protecție anticorozivă ale produselor și echipamentelor electronice și electrotehnice este umiditatea atmosferică.

Cu toate că problema influenței umidității asupra comportării statice și funcționale a produselor și echipamentelor a fost tratată în numeroase articole, studii și lucrări practice și s-a cîștigat o mare experiență, un număr de probleme legate de aceste efecte sînt încă tratate diferit și încă nu este o opinie comună asupra criteriilor de rezistență la umiditate a aparatelor.

Lucrarea își propune o sinteză a diferitelor aspecte teoretice legate de acest domeniu vast.

1. Umiditatea aerului — caracteristici

O umiditate atmosferică ridicată este posibilă periodic în majoritatea regiunilor globului și procesele care apar în aceste condiții sînt în mod curent exprimate în meteorologie și inginerie prin diferite mărimi caracteristice : umiditatea absolută (a), umiditatea maximă (a_{max}), conținutul de umiditate (d), presiunea parțială a vaporilor de apă (p_a), umiditatea relativă (φ) și umiditatea absolută (variația cu temperatura, vezi fig. 1, 2) [1, 2].

Suprafața pămîntului este împărțită în zone climatice caracterizate prin combinații diferite de factori climatici (unul din cei mai importanți fiind umiditatea aerului), care vor fi luate în considerare la alegerea echipamentului necesar, în particular, pentru funcționarea lui în diferite regiuni [3, 4].

În literatura de specialitate au fost propuse diverse criterii de adoptat la împărțirea în zone

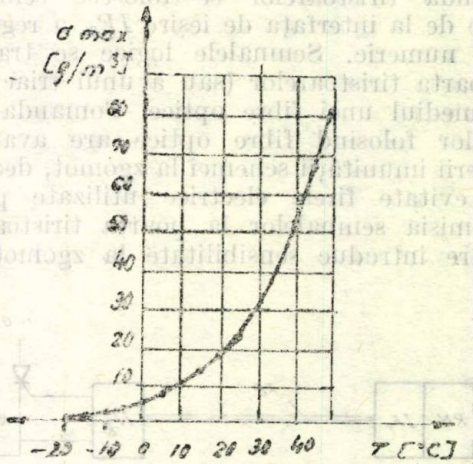


Fig. 1. Variația umidității maxime (umiditate absolută la saturație) funcție de temperatură [1].

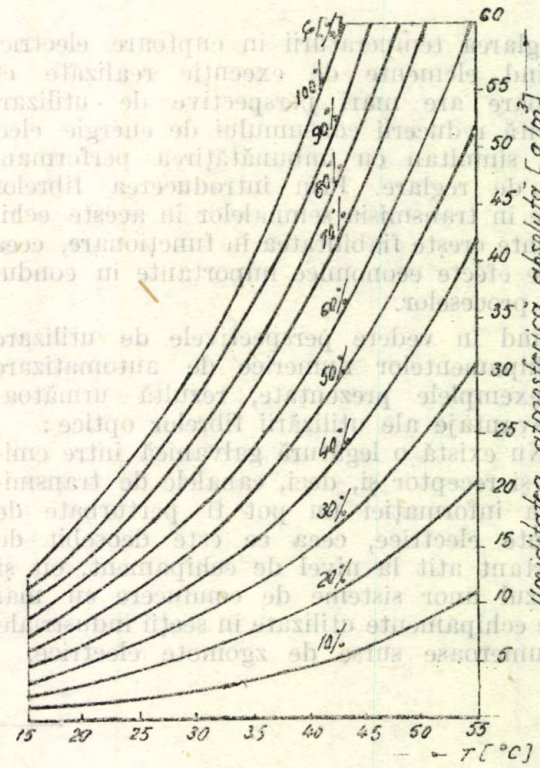


Fig. 2. Variația umidității absolute a aerului la diferite valori ale umidității relative și temperaturii [2].

* Ionescu, R. și Siteavu, M. — Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Electrotehnică — ICPE București.

climatice, unul din cele mai reprezentative fiind cel propus de specialiștii cehoslovaci [3], care, pe baza unor măsurători de laborator și teren, au ajuns la concluzia că valoarea critică a umidității aerului la care se determină modificări importante a proprietăților electrice ale materialelor de izolație din echipamente este de cel puțin 15 g/cm³ umiditate absolută permanentă, fiind realizată o împărțire a Pământului după numărul de zile calculate în care umiditatea atmosferică depășește valoarea menționată.

Umiditatea atmosferică ridicată este cel mai defavorabil dintre factorii climatici, efectul acesteia manifestîndu-se în modificări ale proprietăților electrice, fizico-mecanice și chimice ale materialelor izolante, acoperirilor de protecție și a echipamentelor în ansamblu.

2. Fenomene fizice în materiale

Acțiunea umidității asupra materialelor se manifestă prin fenomene fizice și chimice ce acționează simultan, fiind greu separabile unele de altele prin modul de manifestare și efecte. Cele două fenomene principale ce se manifestă sînt *adsorbția* și *absorbția*.

Adsorbția este fenomenul de creștere a concentrației moleculelor la limita de separare a două faze, în timp ce *absorția* este un proces de penetrare și difuzie a moleculelor de apă în interiorul corpului supus acțiunii umidității.

Cu toate că, formal, deosebirea între aceste două fenomene este netă, nu se poate face întotdeauna o separare categorică, deoarece există sisteme la care adsorbția se produce mai ales pe suprafețe interne. În acest caz, este dificil să se specifice dacă aceste suprafețe pot fi considerate libere sau elemente structurale interne. De aceea, se obișnuiește să se denumească aceste fenomene cu numele generic de sorbție, precizînd ori de cîte ori este posibil natura lor.

În ceea ce privește adsorbția, după natura interacțiilor care intervin între moleculele adsorbentului și cele ale substanței adsorbite, se disting: *adsorbția fizică*, determinată de forțe intermoleculare de tip Van der Waals (în care particulele adsorbite își păstrează propriile proprietăți) și *adsorbția chimică*, care este rezultat al unei reacții chimice prin care se formează o specie moleculară nouă.

Forțele și interacțiunile de sorbție se deosebesc de alte tipuri de forțe și procese moleculare prin aceea că implică interacțiuni între molecule diferite, de exemplu moleculele adsorbentului și cele ale adsorbitului.

Printre teoriile referitoare la forțele de adsorbție una dintre cele mai ilustrative este teoria electrică a adsorbției. Aceasta se bazează pe faptul că suprafața adsorbantului (un solid) posedă un cîmp electric, iar moleculele adsorbitului (în cazul nostru apa) pot fi considerate în primă aproximație ca dipol electric avînd moment electric și polarizare electrică. Cîmpul molecular din interiorul dielectricului solid, mărimea sa și manifestările caracteristice depind de structura corpului și de distribuția sarcinilor electrice în interiorul lui [3]. Aceste considerente explică orientarea dipolilor de apă în cîmpul electric al dielectricului și atracția lor pe direcția cîmpului.

Suprafața unui lichid posedă o energie liberă (fapt evidențiat de tendința ocupării unui volum minim), valoarea ei pe unitatea de suprafață exprimîndu-se matematic sub forma tensiunii superficiale acționînd tangențial la suprafața lichidului.

În studierea mecanismului umezirii unui material în aer, trei tipuri de tensiuni superficiale (sau energii de umezire) pot fi considerate la suprafețele interfazice apă-aer-solid.

Lucrul mecanic W_{sl} făcut de forțele de atracție dintre solide și lichide, reprezintă cantitativ lucrul cerut de ruperea legăturilor de atracție între corpul solid și lichid cînd este desfășurat pe o direcție normală pe suprafața de contact interfazică [1] și poate fi exprimată prin ecuația lui Duprait:

$$W_{sl} = \gamma_{sg} + \gamma_{lg} - \gamma_{sl}, \qquad (1)$$

unde γ_{sg}, γ_{lg}, γ_{sl} reprezintă tensiunile superficiale în zonele de contact interfazic.

Pentru aflarea diferenței necunoscute ($\gamma_{sg} - \gamma_{sl}$), se poate determina unghiul de contact (umezire) θ (fig. 3) între solid și lichidul folosit pentru proiecția pe suprafața solidului a forțelor ce acționează tangențial în zonele interfazice. În acest caz, condiția de echilibru devine:

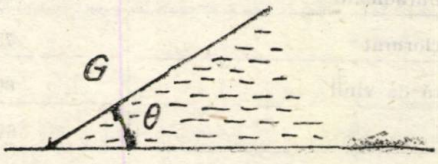


Fig. 3. Unghiul de umezire între solid și umezeală.

$$\gamma_{sg} = \gamma_{sl} + \gamma_{lg} \cdot \cos\theta \qquad (2)$$

și eliminînd necunoscutele între ecuațiile (1) și (2), se obține:

$$W_{sg} = \gamma_{lg}(1 + \cos\theta). \qquad (3)$$

Această ecuație arată că unghiul de umezire este definit de relația între forța de atracție dintre solid și lichid și coeziunea internă din lichid. Relația (3) poate fi obținută pornind de la teoria capilarității a lui Laplace sau de la orice altă teorie de forțe de atracție [3, 5].

Cînd $\theta = 0$, relaţia (3) devine $W_{ls} = 2\gamma_{lg}$, iar energia de atracţie între molecule solidului şi apei este egală sau mai mare decît energia de coeziune internă a moleculelor de apă, caz în care picătura de apă se împrăştie pe toată suprafaţa.

Cînd $\theta \geqslant 90°$ atracţia între lichid şi solid devine neglijabilă în comparaţie cu energia de coeziune dintre moleculele apei, ajungîndu-se ca pentru $\theta = 180°$ să nu mai existe deloc atracţie, în acest caz materialul denumindu-se *hidrofob*. Materialele pentru care $\theta \leqslant 90°$ se numesc hidrofile.

Practic, este imposibil de obţinut un unghi de umezire $\theta = 180°$, deoarece există în orice circumstanţă o anumită forţă de atracţie între solid şi lichid.

Spre exemplificare, se dau, în tabelul 1, valorile unghiului de umezire pentru diferite materiale izolante [3, 5].

Tabelul 1

Material	θ
Parafină	95÷110
Ulei siliconic	90÷110
Polietilenă	95÷100
Lacuri siliconice	85÷98
Lacuri şi vopsele de ulei cu uscare în aer	50÷85
Polistiren	85
Cauciuc butadienic	83
Cauciuc clorurat	75
Policlorură de vinil	69
Textolit	67
Poliuretan	98

Cantitatea de apă adsorbită de un corp depinde de natura şi structura materialului, precum şi de intervalul de timp în care acesta este supus acţiunii umidităţii. Pentru un timp de expunere scurt se formează un film pe suprafaţa corpului, care, chiar în cazul cînd este monomolecular, afectează proprietăţile corpului. Aceste modificări pot apare chiar într-o oră, depinzînd de puritatea atmosferei şi de alte condiţii.

Expunerea de lungă durată determină efecte importante. Astfel, pentru materiale organice (inclusiv lacuri, suprafeţe vopsite şi chiar ceară) apare ca efect descreşterea valorii unghiului de umezire, aceasta pe de o parte, datorită orientării grupurilor hidrofile în interiorul suprafeţei şi pe de altă parte pătrunderii unor molecule de apă în stratul superficial, ceea ce conduce la o creştere a atracţiei între suprafaţa solidului şi apă. Penetrarea lichidului în straturile superficiale depinde de gradul de prelucrare a stratului şi de caracteristicile lichidului. Pentru suprafeţe foarte rugoase unghiul aparent de umezire nu este cel real, rugozitatea determinînd creşterea unghiului aparent dacă θ real $> 90°$ şi scăderea lui dacă θ real $< 90°$. Aceasta se explică prin faptul că la un unghi de valoare mică lichidul penetrează în goluri, astfel că o parte a presupusei suprafeţe plane este formată din lichid care are propriul său unghi de umezire $= 0$. Pe de altă parte, cînd θ real $> 90°$, lichidul nu poate penetra în goluri şi o parte a suprafeţei plane este formată din aer a cărui atracţie cu lichidul este neglijabilă.

Cînd un corp este plasat într-o atmosferă umedă, mai întîi are loc o adsorbţie pe suprafaţa lui, apoi vaporii adsorbiţi difuzează în interiorul materialului, în tendinţa de a reduce gradientul de concentraţie al umidităţii.

Adsorbţia de volum a umidităţii de către un corp, în speţă un dielectric, apărînd ca rezultat al difuziei, este o componentă a procesului general de sorbţie şi este denumită absorbţie [3].

În funcţie de structura materialului absorbant se pot deosebi două tipuri de absorbţie, şi anume : neactivată şi activată.

Absorbţia neactivată apare datorită porilor şi capilarelor din material, presupunînd că numărul, mărimea şi caracteristicile lor nu sînt variabile cu temperatura cît timp relaţia între mărimea porilor şi expansiunea termică poate fi neglijată. Acest proces este caracterizat prin mişcarea moleculelor de apă în material în concordanţă cu legile capilarităţii.

În tabelul 2 se dau dimensiunile orientative ale porilor materialelor izolante [1]. Se poate observa că moleculele de apă au dimensiuni mult mai mici decît porii dintre moleculele diferitelor materiale, în care intră uşor.

Absorbţia neactivată este tipică pentru materiale anorganice (marmură, ardezie), ca şi pentru unele materiale organice cu structura fibroasă, la care pori deschişi se întîlnesc la capetele terminale şi capilare sînt formate în interior datorită structurii materialului.

Cei mai mulţi polimeri dielectrici sînt caracterizaţi de absorbţia activată, în cadrul căreia moleculele de apă pătrund printre moleculele dielectricului, acest proces fiind descris de legile difuziei. În cadrul acestui proces moleculele de apă cheltuiesc o energie termică adiţională (numită şi energie de activare ce determină şi caracterul acestui tip de sorbţie), ceea ce duce la concluzia existenţei unei dependenţe de temperatură a acestui fenomen.

Tabelul 2

Caracterul porozității	Dimensiuni, A°	Observații
Macropori, în ceramică	10^3-10^3	Dimensiunea moleculei de apă ~2,7 A
Capilare în celuloza fibroasă	1000	
Pori în pereții fibrei	10—100	
Porozitate intermoleculară pentru diferite materiale	10—50	

Absorbția activată are patru forme de manifestare și anume :

a — în materiale nepolare sau puțin polare, care respectă legea lui Henry (ex. ceara și polistirenul) ;

b — în materiale polare (ex. celuloid, PVC, tereftalat de polietilenă) ;

c — materiale fibroase (ex. prespan, hîrtie de izolație) ;

d — sorbția osmotică (ex în elastomeri).

Grupele b, c și d nu respectă legea lui Henry.

Legea lui Henry se referă la cantitatea de umiditate absorbită c (în kg/m^3), ce este dependentă de presiunea vaporilor de apă p (în Pa) și de coeficientul de solubilitate h (în kg/m^3 Pa).

$$C = ph. \tag{4}$$

Coeficientul de solubilitate al polimerilor nepolari sau puțini polari este invers proporțional cu temperatura, iar cantitatea de umiditate absorbită este o funcție de umiditate relativă și depinde puțin de temperatură. Oricum, viteza de absorbție crește cu temperatura și saturarea materialului are loc mai rapid [1].

Explicația pentru nerespectarea relației (4) de materialele din grupele menționate mai sus rezidă în interacțiunile puternice existente între materialele polare și moleculele de apă și a prezenței impurităților solubile în aceste materiale. Difuzia moleculelor de apă în dielectricii polari este un fenomen complex și datorită faptului că moleculele de apă, posedînd un moment de dipol, sînt fixate lîngă radicalii polari, ceea ce determină un coeficient de solubilitate pentru materiale polare într-o puternică proporționalitate inversă cu temperatura. Pentru aceste materiale difuzia umidității este descrisă de legile lui Fick :

$$\boldsymbol{P} = -D\frac{\partial c}{\partial x}, \tag{5}$$

$$\frac{\partial c}{\partial t} = D\frac{\partial^2 c}{\partial x^2}, \tag{6}$$

unde P este coeficientul permeabilitate al umidității, iar D este coeficientul de difuzie, Ecuația (5) descrie viteza de penetrare a vaporilor de apă prin unitatea de suprafață în cazul unui flux uniform, iar ecuația (6), în cazul fluxului neuniform descrie stocarea vaporilor într-un punct definit funcție de timp.

Valorile numerice ale constantelor de difuzie (P, D, h) depind puternic de modul de așezare a polimerului, de structura chimică, de structura supermoleculară și nu în ultimul rînd de temperatură. În legătură cu dependența de temperatură se poate evidenția proporționalitatea directă a lui P și D cu acest parametru datorită creșterii agitației termice a moleculelor materialului și a condițiilor mai favorabile de creare a golurilor intermoleculare.

De cîte ori există un gradient de temperatură într-un material izolant umed, umiditatea sub formă de lichid sau vapori se va deplasa sub efectul acestui gradient în direcția fluxului de căldură.

Unul din factorii responsabili pentru această migrație a umidității este mișcarea moleculară a lichidelor și vaporilor numită difuzie termică. Tensiunea superficială a apei, și, în consecință, presiunea superficială, se reduc la o creștere a temperaturii.

Legea conducției umidității arată directa proporționalitate a densității fluxului de umiditate cu gradientul concentrației sau gradientul de umiditate, pe o direcție normală la o suprafață cu aceeași concentrație. Transferul de umiditate printr-un corp cu porozitate capilară încălzit este numit conductanță termică a umidității.

Fluxul de umiditate se deplasează din zonele de concentrație mare spre cele de mai mică concentrație și sub efectul cîmpului de temperatură umiditatea se deplasează pe direcția fluxului de căldură.

În orice caz, transferul umidității într-un volum închis de umiditate va diferi de cel dintr-un corp avînd o suprafață de evaporare.

Cînd conductoarele unei mașini electrice sau aparat sînt străbătute de un curent, acesta încălzește izolația și fluxul de căldură se deplasează din conductor, prin materialul izolant, în aerul înconjurător (diferența între presiunile parțiale asigură migrația vaporilor de apă din izolație în aer).

Natural, izolația umezită a bobinajului unei mașini electrice se usucă mai repede la porțiunile terminale, stabilindu-se un gradient de umiditate către regiunile crăpăturilor.

Dinamica fenomenului de sorbție putînd fi de orice formă, mai interesantă este starea de echilibru rezultată, în figura 4 fiind prezentat fenomenul asimptotic de obținere a acestei stări, în funcție de conținutul de umiditate al materialului raportat la umiditatea atmosferică φ_a.

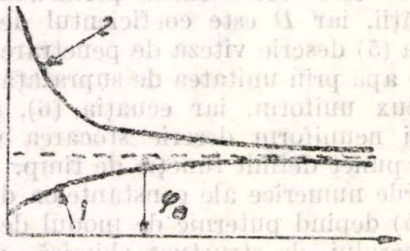


Fig. 4. Variația umidității φa a modelului de material în cazul umezirii (*1*) și uscării (*2*) pentru φa = const., a aerului înconjurător și T = ct [1].

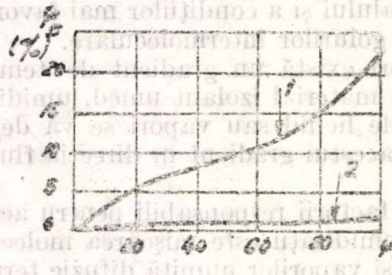


Fig. 5. Variația umidității de echilibru (%) în funcție de umiditatea relativă a aerului φ (%) pentru dielectric polar (*1*) și dielectric neutru (*2*) [1].

La diferite materiale valorile umidității de echilibru pentru aceeași valoare a umidității relative a aerului pot fi destul de diferite (fig. 5).

Timpul cerut de obținerea acestei stări de echilibru este dependent de tipul materialului folosit de valoarea umidității relative și temperatura mediului.

Se poate defini, în această idee, valoarea de echilibru a conținutului de umiditate ca punct de sorbție, care poate fi caracterizat pentru orice material prin temperatură (T, °C), umiditatea relativă (φ, procentual) la o temperatură dată și timp (t, ore) după care materialul expus condițiilor date atinge starea de echilibru [3].

Bibliografie

1] *Bogoroditki, N. P., Pasinkov, V. V.* Materiale folosite în radioelectronică (E.T., 1963).

[2] *Maslov, V.* Utilaje electrice pentru climat tropical și rece (Ed. Energiya, Moscova, 1971).

[3] *Maslov, V.* Moisture and water rezistence of electrical insulation (Mir Publishers, 1975).

[4] STAS 6535–83 Împărțirea climatică a pământului în scopuri tehnice.

[5] *Mathé, B., ș.a.* Încercarea aparatelor electrice (Ed. Tehnică, 1976).

FRIG
STABILITATE FUNCȚIONALĂ
TRANZISTOARE

Studiu asupra comportării la temperaturi joase a unor tipuri de componente electronice

Partea I. Tranzistoare bipolare

RADU IONESCU, GHEORGHE MARINESCU * — BUCUREȘTI

Introducere

Realizarea unor echipamente care să funcționeze în condiții severe de frig a ridicat serioase obstacole pentru înlăturarea cărora a fost necesară, de cele mai multe ori, reproiectarea aparatelor în scopul utilizării unor construcții care să faciliteze buna lor funcționare, dar folosirea unor materiale și componente electronice a căror utilizare să fie garantată la temperaturi specifice climatului rece.

Precizînd aceste condiții, conform STAS 6535/1983 [1] și CEI 721–2–1/82, zona macroclimatică cu climat rece F este caracterizată de următorii factori climatici:

— media temperaturilor minime anuale: — 60°C;
— temperatura minimă absolută: — 65°C;
— temperatura maximă absolută: + 45°C;
— media temperaturilor medii lunare: −10° . . . + 1°C;
— umiditatea relativă a aerului: ⩽ 80% la T_{amb} = 20°C.

Din punctul de vedere al componentelor electronice, problema se poate rezolva prin utilizarea unor componente electronice atestate în prealabil pentru aceste condiții climatice (execuție climatică F) sau în cazul unor construcții mecanice robuste (cu grad de protecție mecanică cel puțin IP 54) prin folosirea unor componente în execuție climatică normală, dar cu categorie climatică care să acopere temperatura minimă de funcționare specifică tipului de protecție climatică F (— 55°C).

Prezenta lucrare a apărut din necesitatea caracterizării comportării la frig a unor com-

* Cercet. șt. ing. *Ionescu R*, cercet. șt. fiz. *Marinescu Gh.* — ICPE București

ponente electronice (pasive și active) din import (în lipsa unor date complete de la producător) sau indigene (în condițiile garantării de productor la o temperatură mai ridicată sau a lipsei unor probe specifice de testare a performanțelor componentelor), utilizate în produse specifice echipamentului electronic auto, atenția fiind concentrată pe diferite tipuri de tranzistoare planar epitaxiale de mică și medie putere, condensatoare și rezistoare.

1. Generalități

Tranzistorul reprezintă un dispozitiv electronic primar, format dintr-un aranjament de materiale semiconductoare alese astfel și realizat încît să îndeplinească o funcție într-un circuit electric. În funcție de modul de realizare, există o multitudine de tipuri de tranzistoare, cele care interesează în lucrare fiind tranzistoarele bipolare ce conțin două joncțiuni *pn*, separate de o singură zonă subțire de tip *n* sau *p* (material *n* este un semiconductor ce conține atomi donori, deci va avea mai mulți electroni liberi decît goluri, avînd purtător de sarcină dominant negativ; materialul *p* conține mai multe goluri decît electroni, cu purtător de sarcină dominat pozitiv). Fiecare tip de purtători de sarcină supus unor deplasări termice aleatoare (difuzie) și de drift (generate de acțiunea unui cîmp electric exterior), și deci se poate vorbi astfel de un gradient de concentrație al purtătorilor.

Regiunea comună a celor două joncțiuni se numește bază, iar celelalte emitor și colector, care, deși sînt regiuni cu același tip de conductivitate, au proprietăți fizice și electrice diferite. În linii mari funcționarea tranzistorului se poate înțelege pe baza curgerii purtătorilor de sarcină minoritari prin regiunea subțire a bazei: cînd joncțiunea emitorului este polarizată direct cu un cîmp exterior, goluri sînt injectate din emitor (unde sînt majoritari) în regiunea bazei (unde sînt purtători minoritari); cei mai mulți din ei difuzează în bază și ajung în regiunea de sarcină spațială a colectorului, deoarece numărul celor care dispar în bază datorită recombinării cu electronii majoritari este mic.

Luînd în discuție doar cazul funcționării în regiunea activă, cu joncțiunea colectorului polarizată invers, iar a emiterii polarizată direct (cu tensiuni de cîteva ori mai mari decît kT/q), concentrația în exces la marginea emitorului $p'(0)$ este în conformitate cu relația lui Boltzman [2]:

$$p_b'(0) = p_{b0}(e^{qV_{EB}/kT} - 1). \tag{1}$$

Deoarece $V_{EB} \gg \frac{kT}{q}$, rezultă $p_b'(0) \gg p_b'(W)$, unde W este lărgimea bazei. Folosind ecuația (1), se obține pentru curentul de colector I_c, următoarea formă [8]:

$$I_c = -I_1(e^{qV_{EB}/kT} - 1), \tag{2}$$

unde I_1 reprezintă curentul de saturație.

În mod similar se poate scrie curentul de bază:

$$I_b = -\delta I_1(e^{qV_{EB}/kT} - 1), \tag{3}$$

unde δ se numește defect de bază (se referă la defecte ale dispozitivului generate de recombinarea în bază și injecția în emitor, vezi fig. 1).

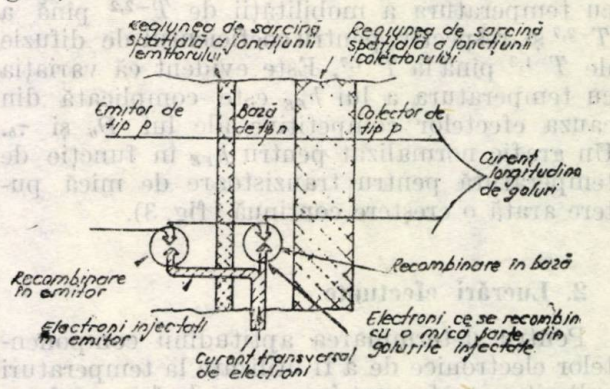


Fig. 1. Circulația internă de purtători și compoziția curenților de la bornele pentru un tranzistor *pnp* [2].

Raportul între modulele curentului de colector și respectiv de bază este numit cîștig de curent, cu emitorul comun și este notat β_F:

$$\left|\frac{I_c}{I_b}\right| = \beta_F = \frac{1}{\delta}.$$

Pentru caracterizarea dispozitivului activ și a circuitului său de polarizare se utilizează circuite echivalente de semnal mic, care se bazează pe interpretarea tranzistorului ca un cuadripol, ce se reprezintă prin diferite seturi de parametri de cuadripol. Una dintre cele mai utilizate reprezentări ale unui tranzistor este circuitul echivalent π — hibrid, pentru semnale mici. Unul dintre parametrii acestui circuit este valoarea h_{FE} numită amplificare de curent continuu și este prin definiție raportul dintre curentul total de colector și curentul total de bază:

$$h_{FE} = \frac{I_c}{I_b}. \tag{5}$$

Reluînd (2), se poate preciza valoarea lui I_1 sub forma [2]:

$$I_1 = qA\frac{D_b p_{b0}}{W}, \tag{6}$$

unde D_b reprezintă coeficientul de difuzie al purtătorilor minoritari în bază; W — grosimea regiunii neutre a bazei; A — aria secţiunii transversale a bazei; q — sarcina purtătorilor minoritari. Deoarece W este independent de variaţia temperaturii, dependenţa parametrilor π — hibrizi de temperatură apare prin variaţiile cu D_b şi respectiv τ_b care este timpul de viaţă al purtătorilor minoritari (mobilitatea). Mobilitatea creşte cu creşterea temperaturii, în particular în siliciu, unde se poate considera că mişcarea termică rapidă a purtătorilor la temperaturi înalte face mai puţin probabilă capturarea purtătorilor minoritari de către impurităţi. În [2] se dau coeficienţii de variaţie cu temperatura a mobilităţii de $T^{-2,2}$ pînă a $T^{-2,7}$ şi, respectiv, pentru coeficientul de difuzie de $T^{-1,3}$ pînă la $T^{-1,7}$. Este evident că variaţia cu temperatura a lui h_{FE} este complicată din cauza efectelor competitive ale lui D_b şi τ_b. Un grafic normalizat pentru h_{FE} în funcţie de temperatură pentru tranzistoare de mică putere arată o creştere continuă (fig. 3).

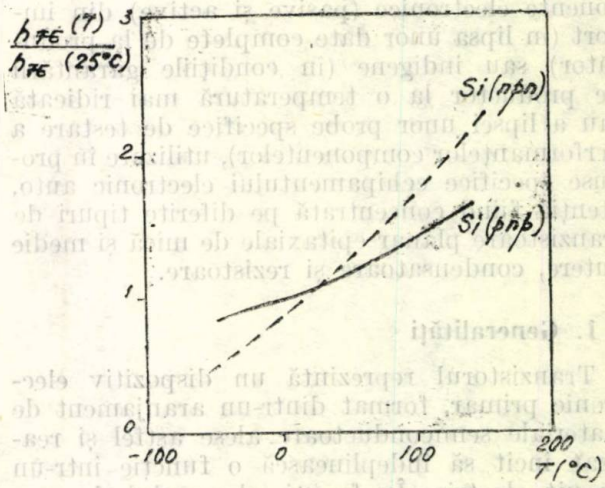


Fig. 3. h_{FE} funcţie de temperatură pentru tranzistoare cu Si, tipice (preluat după [2]).

2. Lucrări efectuate

Pentru determinarea aptitudinii componentelor electronice de a fi utilizate la temperaturi coborîte s-a efectuat încercarea la frig conform STAS 8393/2—77, metoda Ab (cu aplicarea lentă a temperaturii de încercare). Durata încercării măsurată din momentul realizării stabilizării temperaturii a fost de două ore [3].

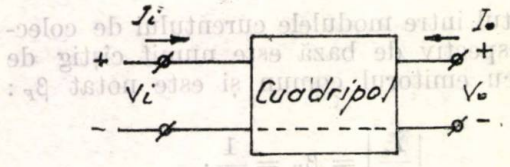


Fig. 2. Convenţie de semnal pentru curenţi şi tensiune la bornele cuadripolului.

Încercarea a fost realizată la temperaturi diferite, şi anume: + 25°C, — 25°C, — 40°C, — 55°C deoarece s-a urmărit ridicarea unor curbe de variaţie cu temperatura ale parametrilor componentelor testate.

Componentele electronice au fost alese pentru studiu pe baza echipării tipice a echipamentului electronic auto produs în ţară şi sînt prezentate în tabelul 1. De asemenea, sînt prezentaţi parametrii măsuraţi în cazul fiecărui component.

În cazul tranzistoarelor s-a urmărit şi o comparare complexă între tipuri de încapsulare (răşină sau metal), între tranzistoare de uz general şi cele de uz industrial (seria *BC* vis-à-vis de seria *BCY*) şi între tipuri de tran-

Tabelul nr. 1

Tipul componentei	Normativul	Temperat. minimă °C	Parametrul măsurat	Observaţii
1. Tranzistor planar epitaxial de mică putere BC 107 (n/p/n)	NTRE 2954/1/3 - 83	-55 în categoria climatică	h_{FE}	Încapsulat în capsulă metalică (tip TO-18/2)
2. Tranzistor planar epitaxial de mică putere BC 171 (npn)	NTRE 2954/1/3 - 83	-55 ptr. stocare -40 ptr. funct.	h_{FE}	Încapsulat în răşină epoxidică / capsulă (TO-92)
3. Tranzistor planar epitaxial de mică putere BC 251 (p.n.p)	NTRE 2954/1/3 - 83	-55 ptr. stocare -40 ptr. funct.	h_{FE}	Încapsulat în răşină epoxidică (capsulă TO-92)
4. Tranzistor planar epitaxial cu Si, tip BCY 58 (NPN)	NIB 6093/101 - 76	-65 ptr. stocare -55 ptr. funct.	h_{FE}	Încapsulat în capsulă metalică (TO-18) verificare funcţ. la -40°C
5. Tranzistor planar epitaxial cu Si, tip BCY 78 (PNP)	NIB 6093/120 - 76	-65 ptr. stocare -55 ptr. funct.	h_{FE}	Încapsulat în capsulă metalică (TO-18) cu verif. la -40°C
6. Tranzistor planar epitaxial de medie putere BD 139 (npn)	NTRE 2192/1-83	-55 în categoria climatică	h_{FE}	Încapsulat în răşină epoxidică (capsulă SOT 32) - fără verif. term.

zistoare din aceeași clasă constructivă și de performanță, dar tipuri complementare (deci *NPN* în raport cu cel *PNP*). Tot în cazul tranzistoarelor trebuie precizat că deși ele sînt prevăzute în normele de produs cu categorii climatice avînd temperatura minimă de — 55°C, la această temperatură nu sînt prevăzute în normă nici un fel de verificări funcționale ale componentelor (în unele cazuri această verificare se face la temperatura de — 40°C). Dar, conform anexei la STAS 8393/1—77 „Încercări mecanice și climatice. Prescripții generale", prima grupă de cifre din categoria climatică specificată pentru un produs indică temperatura ambiantă minimă de funcționare, deci prevederile acestui STAS nu sînt respectate de normativele produselor și din acest punct de vedere componentele respective nu ar putea fi folosite în produse electronice a căror temperatură minimă de funcționare este de — 55°C. De aici și necesitatea caracterizării variației parametrilor acestor tranzistoare la temperatura prevăzută în categoria climatică.

Ca aparate de măsură utilizate în încercări precizăm : caracterograf Tektronix-576, pentru măsurarea factorului h_{FE}, produsele fiind condiționate în camere climatice ILKA și SAPRATIN.

Încercările au fost efectuate pe loturi de cîte 13 bucăți din fiecare tip, în conformitate cu prevederile normativelor de produs, în legătură cu metoda LTPD de elaborare a planurilor de eșantionare corespunzătoare distribuției hipergeometrice pentru loturi de componente electronice.

3. Rezultate și discuții

Rezultatele încercărilor sînt consemnate în tabelul 2 pentru diferitele tipuri de tranzistoare.

Din motive de economie a lucrării, în tabel au fost trecute valorile medii ale parametrilor măsurați pentru cele 13 tranzistoare din fiecare lot, ținînd cont de faptul că din medie au fost eliminate valorile extreme ce erau diferite de medie cu mai mult de 25%. De asemenea, pentru o mai bună vizualizare grafică a rezultatelor obținute, în tabel a fost trecută pe lîngă valoarea medie și abaterea relativă medie față de valorile măsurate la temperatura camerei. Curbele de variație cu temperatura sînt date în figurile 4 și 5.

După cum se poate observa, factorul de amplificare în curent continuu al tranzistoarelor este afectat de temperaturile scăzute manifestîndu-se un coeficient pozitiv de variație cu temperatura, fenomen relevat și de literatura de specialitate [2, 4÷7]. Din grafic se remarcă faptul că legea de variație a factorului de amplificare își păstrează forma pentru diferitele tipuri de tranzistoare încercate, evidențiind relativa independență a variației lui h_{FE} față de tipul de capsulă utilizat sau de tipul tranzistorului, la parametri electrici similari, situație previzibilă teoretic [2].

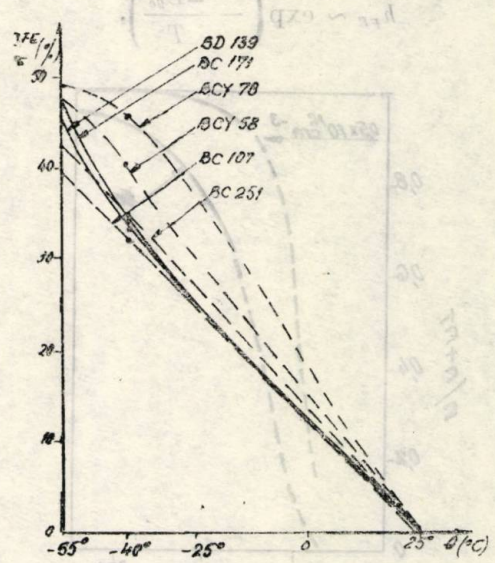


Fig. 4. Variația abaterii relative medii, a factorului de amplificare în curent continuu funcție de temperatură.

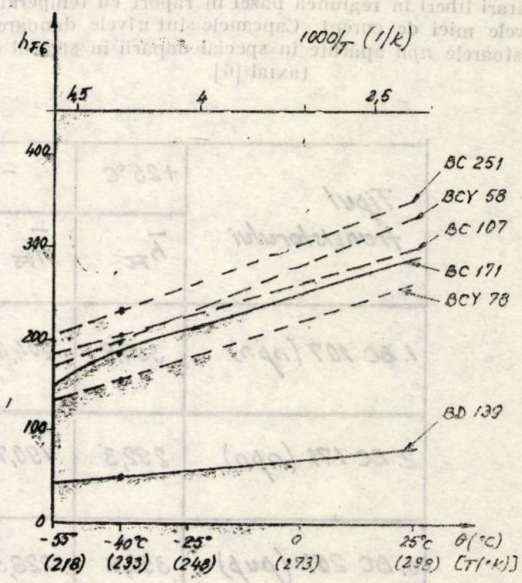


Fig. 5. Variația valorii medii a factorului de amplificare în curent continuu funcție de temperatură.

Panta curbei de variație a lui h_{FE} este similară pentru tranzistoarele de mică putere încercate, indiferent de faptul că sînt de uz general sau industrial, apărînd o diferență față de dispozitivele de medie putere, lucru explicabil prin structura fizică diferită a componentelor.

Fenomenul fizic dominant pentru scăderea factorului de amplificare în curent este îngus-

tarea benzii de trecere în emitoarele puternic dopate ΔE_{ge} [7]. Dacă dependența funcțională a lui h_{FE} față de ΔE_{ge} este de forma:

$$h_{FE} \sim \exp\left(-\frac{\Delta E_{ge}}{T}\right), \qquad (7)$$

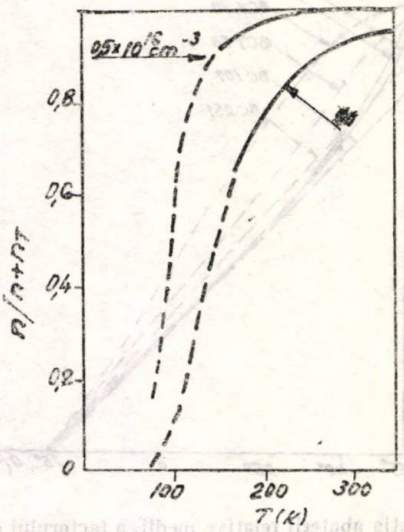


Fig. 6. Efectul de „înghețare" a fracțiunii de purtător minoritari liberi în regiunea bazei în raport cu temperatura de nivele mici de curent. Capcanele sînt nivele donoare în tranzistoarele *npn* apărute în special dopării în stratul epitaxial [6].

cu h_{bE} mult mai mic la temperaturi joase. În literatură, prin temperaturi joase se înțeleg valori care coboară pînă la 77,3°K (adică —195,7°C) însă pentru noi un nivel de — 55° sau — 65°C este reprezentativ. De aceea, lucrînd pe un domeniu mult mai restrins de temperaturi, dependența exponențială a lui h_{FE} față de T este mai puțin evidentă, dar scăderea valorilor lui h_{FE} este importantă față de temperatura camerei. În continuare, se poate considera începutul unui fenomen de „înghețare" a purtătorilor de sarcină minoritari în bază, ceea ce poate determina o creștere a rezistivității intrinseci a bazei [7], ca și a timpului de tranzit a purtătorilor prin bază [6]. Acest ultim efect este datorat compensării donorilor în regiunea bazei. La temperaturi joase electronii injectați petrec o mai mare parte a timpului lor de viață în bază, în stările accesibile ale donorului, prin aceasta reducîndu-se coeficientul lor efectiv de difuzie.

Pentru datele de mobilitate în Si de tip n, rezultă că, avînd excepție această „înghețare" temporară sau „capcanele" din donori, constanta de difuzie a purtătorilor minoritari [2] este rezonabil constantă între 77 K și 300 K. Efectul acestei „înghețări" poate fi văzut în figura 6, valabilă în cazul unei foarte scăzute injecții cu $n \ll N_D$. Acest efect poate fi redus prin reducerea lui N_D și în orice caz, în regimul de mare densitate de curent, numă-

Tabel nr. 2

Tipul tranzistorului	+25°C	−40°C		−65°C		Observații
	$\bar{h}_{FE}$	$\bar{h}_{FE}$	$\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}}$ (%)	$\bar{h}_{FE}$	$\frac{\Delta h_{FE}}{h_{FE}}$ (%)	
1. BC 107 (npn)	304,2	204,4	+32,77	185,2	+39,84	Capsulă metal
2. BC 171 (npn)	292,3	190,7	+34,43	149,2	+48,74	Capsulă plastic
3. BC 251 (pnp)	352,6	226,3	+35,56	203,7	+41,96	Capsulă plastic
4. BCY 58 (NPN)	333,7	198,7	+40,44	173,8	+47,95	Capsulă metal
5. BCY 78 (PNP)	264	151,6	+42,57	134,8	+48,97	Capsulă metal
6. BD 139 (NPN)	81,55	54	+33,75	44,27	+45,7	Capsulă plastic

rul total de purtători capturați este limitat la N_D în unitatea de volum.

Există în literatură preocupări pentru a explicita valorile mai scăzute decît se aștepta ale factorului de amplificare în curent și scăderea amplificării cu scăderea temperaturii prin crearea unor modele matematice specifice, cum ar fi de pildă modelul cu îngustare de bandă [6].

Din punct de vedere al mărimii valorilor obținute pentru h_{FE} se poate remarca faptul că ele se încadrează în criteriile de acceptare precizate în normele de produs, deși aceste limite sînt extrem de largi (sînt definite ca variații cu 30% a minimului clasei de amplificare și nu a valorii determinate la temperatura camerei cum ar fi fost normal și de aici situații de genul unei variații a lui h_{FE} de la 455 la + 25°C pînă la 196 la — 55°C și totuși valoarea este acceptată). Această încadrare în criteriile de acceptare este de subliniat mai ales pentru tipurile de tranzistoare încapsulate în rășină epoxidică recunoscute ca avînd temperatura minimă de funcționare garantată de — 55°C. Firește că nu se poate considera că verificarea făcută ar fi suficientă pentru încadrarea tranzistoarelor cu temperatură de funcționare de — 55°C, fiind necesare poate și alte încercări de caracterizare (de ex.: verificarea la variații rapide de temperatură pornind de la — 55°C, anduranță la această temperatură) dar este un prim pas în precizarea capabilităților reale de funcționare a acestor tipuri de tranzistoare.

În ceea ce privește tranzistoarele în capsulă metalică, s-a dovedit practic faptul că temperatura de — 55°C reprezintă, în conformitate cu înțelesul exact al categoriei climatice, temperatura minimă de *funcționare*, fapt neacoperit în normativele de produs prin probe specifice. În orice caz se poate sublinia faptul că nu sînt diferențe notabile, în ceea ce privește comportarea factorului h_{FE} cu temperatura, între tranzistoarele de uz industrial (care sînt obiectul unor sortări stricte pe fluxul de producție) și cele de uz general.

După încercarea la stabilitate funcțională la frig a tranzistoarelor, testarea lor vizuală nu a scos în evidență nici o modificare a integrității materialelor folosite.

4. Concluzii

Încercările efectuate au scos în evidență comportarea unor tipuri de componente la temperaturi scăzute, parametrii măsurați încadrîndu-se în toleranțele prevăzute în normele de produs și pentru temperaturi de — 55°C.

Luînd în considerare și posibilități tehnologice de îmbunătățire a performanțelor componentelor testate, avute în vedere în diferite lucrări de specialitate [4, 5, 7], se poate concluziona că aceste tipuri de componente pot fi folosite cu bune rezultate în produse electronice auto, destinate utilizării în zone cu climat rece. De asemenea, trebuie subliniată necesitatea prevederii în normele de produs a unor încercări climatice specifice care să justifice prevederile categoriilor climatice garantate de producători. Considerăm că încercarea la frig-stabilitate în funcționare, pentru componentele electronice utilizate pentru realizarea unor echipamente electronice auto, este suficientă pentru caracterizarea funcționabilității, ținînd seama de faptul că timpul de lucru la temperaturi de — 55°C sau apropiate este destul de redus, avînd în vedere montarea acestor aparate în general în habitaclul automobilului, zonă care se încălzește imediat după punerea în funcțiune a mașinii.

Deci, din punct de vedere al echipamentului auto o probă de anduranță funcțională de lungă durată la temperatura de — 55°C nu ar fi în totalitate justificată, ea fiind necesară pentru produse destinate altor utilizări în climat rece.

Bibliografie

[1] STAS 6536—83. Împărțirea climatică a Pămîntului în scopuri tehnice

[2] *Gray, P. E., Searle, C. L.* Bazele electronicii moderne, (ET. 1973).

[3] STAS 8393/2—77 Încercări climatice și mecanice. Încercarea la frig.

[4] *Kwok, H. L., Kwok-Foon Lee.* Investigation of the temperature dependent properties of a bipolar transistor (Solid state Electronics, vol. 23, pp. 185—187).

[5] *Gopen, H. J., Yu A. Y. C.* h_{FE} falloff at low temperature (IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED. 18, nr. 12, 1971, p. 1146—1148)

[6] *Dunke, W.* The effect of base doping on the performances of Si bipolar transistors at low temperatures (IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED. 28, nr. 5, 1981, p. 494—500).

[7] *Woo, J., Plummer, J.* Optimization of silicon bipolar transistors for high current gain at low temperatures (IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED. 35, nr. 8, 1988, p. 1311—1320).

[8] *Dow Corning Corp.* Information about molding compounds (Bulletin nr. 2 — 024/71).

[9] *Cătuneanu, V. M. ș.a.* Materiale și componente electronice (EDP 1972).

COMANDĂ CU MICROPROCESOR
REGULATOR NUMERIC

Algoritm de reglare numerică *PID* pentru sisteme de comandă cu microprocesor

LUIGE VLĂDĂREANU * — BUCUREȘTI

Algoritmul de reglare numerică prezentat derivă din legea de reglare continuă proporțional-integral-derivabil (*PID*) și este implementabil pe un sistem de comandă cu microprocesor de 8 biți magistrala de date de tipul 8080, 6800, Z80. Realizînd un compromis între viteza de calcul a mărimii de ieșire și blocul de memorie aferent, algoritmul permite controlul cvasiparalel al mai multor mărimi de ieșire.

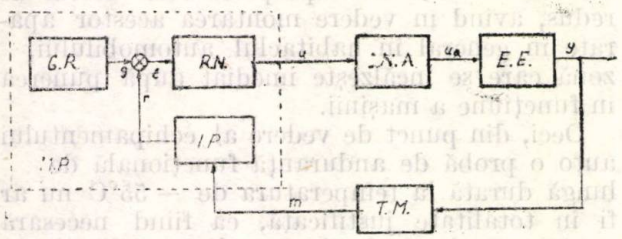


Fig. 1. Sistem de reglare numeric cu microprocesor

Un regulator numeric pentru sisteme de comandă cu microprocesor are, în general, structura din figura 1. Din punct de vedere logic sistemul de comandă cu microprocesor (*MP*) se compune din :

a — interfață de prelucrare (*IP*) a mărimii de reacție *m* (numerică sau analogică) furnizată de un traductor de măsură (*TM*) — generează periodic la intervale date de timpul de eșantionare valoarea curentă a mărimii de reacție (*r*) ;

b — generator de referință (*GR*) — permite controlul elementului de execuție (*EE*) între anumite puncte după o lege de mișcare dorită-pornirea/oprirea cu viteză uniform accelerată, accelerație liniară, viteză constantă etc. ;

c — regulator numeric (*RN*) — asigură controlul procesului în funcție de eroare (*ε*) după o anumită lege de reglare.

Din punct de vedere fizic sistemul de comandă (*MP*) poate avea configurația standard : modul-unitate centrală, modul-memorie, module intrări/ieșiri, la care se adaugă modulele specifice : convertor analog-numeric, multiplexor analogic, convertor numeric-analogic (C.N.A.)

Problema principală în proiectarea unui regulator numeric constă în conceperea unui algoritm de reglare numerică care să permită realizarea funcției de transfer corespunzătoare procesului de reglare într-un timp cît mai scurt pentru controlul on-line, cu operații algebrice simple, utilizînd setul de instrucțiuni al microprocesorului.

Problema timpului de prelucrare devine mult mai acută în cazul controlului mai multor mărimi de reglare de același sistem de comandă prin multiplexarea informației de intrare/ieșire și prelucrarea cvasiparalel în timp real.

În ipoteza că perioada de eșantionare a mărimii analogice, care include timpul necesar sistemului de comandă de a prelucra și a transmite informația de la/la proces, este mult mai mică decît constantele procesului, algoritmul de reglare numerică poate fi generat prin metoda discretizării legii de reglare continuă a procesului controlat .Se obține schema de reglare din figura 2, în care $H_R(s)$ corespunde

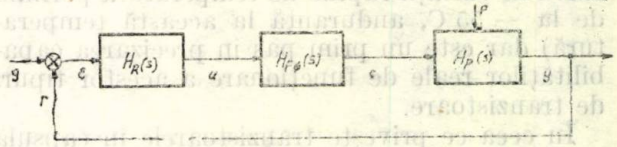


Fig. 2. Scheme de reglare prin discretizarea legii de reglare continuă *PID*.

funcției de transfer discretizate a legii de reglare continuă aleasă, $H_{F.Ø}(s)$ funcția de transfer a unui filtru de ordin zero, $H_P(s)$ funcția de transfer a procesului, reacția procesului considerîndu-se unitară $(y = r) \cdot H_{F.Ø}(s)$ apare deoarece pe durata timpului de eșantionare (T_e) valoarea mărimii de ieșire (u) este constantă.

Funcția de transfer a unui regulator *PID* sub forma analogică, utilizînd transformata Laplace este :

$$H_R(s) = u(s)/\varepsilon(s) = K_R(1 + 1)/(T_i s) + \\ + T_d s), \qquad (1)$$

unde :

K_R — factor de proporționalitate ;
T_i — constanta de integrare ;
T_d — constanta de derivare.

O metodă de discretizare a legii de reglare continuă pentru o funcție de transfer de ordinul II constă în integrarea repetată a ecuației

* Institutul de Fizică și Tehnologia Materialelor — București.

de reglare pe durata de eşantionare $(t_k - T_e, t_k)$ şi aproximarea integralei prin metoda dreptunghiului. Din (1) se obţin succesiv relaţiile :

$$T_i s u(s) = T_i K_R \varepsilon(s) \cdot s + K_R \varepsilon(s) + \\ + K_R T_d T_i s^2 \varepsilon(s),$$

respectiv în timp :

$$T_i \dot{u}(t) = T_i K_R \dot{\varepsilon}(t) + K_R \varepsilon(t) + \\ + K_R T_d T_i \ddot{\varepsilon}(t).$$

Prin integrare pe intervalul $(t_k - T_e, t_k)$ şi folosind relaţiile :

$$\int_{k-T_e}^{t_k} x(t)\,dt \simeq T_e x_k ; \qquad \int_{t_k-T_e}^{t_k} \dot{x}(t)\,dt = x_k - x_{k-1},$$

unde $x_k = x(t_k)$, $x_{k-1} = x(t_k - T_e)$, se obţine :

$$u_k = u_{k-1} + K_R(1 + T_d/T_e + T_e/T_i)\varepsilon_k - \\ - K_R(1 + 2T_d/T_e)\varepsilon_{k-1} + K_R(T_d/T_e)\,\varepsilon_{k-2}. \quad (2)$$

Implementarea algoritmului pe baza acestei relaţii prezintă următoarele dezavantaje :

— nu evidenţiază componentele regulatorului *PID* ;

— sînt necesare calcule cu mărimi din paşii $k-1$, $k-2$, ceea ce presupune înscrierea/citirea din memorie a acestora la fiecare pas.

Lungimea cuvintelor de date este dată pentru partea întreagă de produsul $(2T_d/T_e) \cdot K_R \cdot \varepsilon_k$, iar partea zecimală de produsul $(T_e/T_i) \cdot K_R \cdot \varepsilon_k$. Deoarece microprocesoarele uzuale nu permit înmulţiri în virgulă mobilă într-un timp scurt, lungimea cuvintelor de date va fi suma biţilor pentru reprezentarea părţii întregi şi a părţii zecimale. Pentru un regulator cu :

$$\varepsilon_{k\,max} = 256 \text{ incrementi}, \quad T_e = 10 \text{ ms},$$

$$T_i \leqslant 0{,}5 \text{ s}, \quad T_d \leqslant 0{,}1 \text{s}, \quad 0{,}4 \leqslant K_R \leqslant 10, \quad (3)$$

se obţine partea întreagă pe 16 biţi iar partea zecimală pe 7 biţi, rezultînd lungimea cuvîntului de date de 24 biţi din care unul de semn.

Un algoritm mai simplu de discretizare pentru legea de reglare continuă *PID* se poate obţine prin scrierea ecuaţiei de reglare sub formă de diferenţe finite :

$$u_k = K_R \varepsilon_k + K_R(T_d/T_e) \cdot (\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1}) + \\ + K_R(T_e/T_i) \sum_{i=1}^{k} \varepsilon_i,$$

cu notaţiile : $\alpha_k = K_R \cdot \varepsilon_k$ — componenta proporţională ;

$\beta_k = K_R \cdot (T_d/T_e) \cdot (\varepsilon_k - \varepsilon_{k-1})$ — componenta derivativă ;

$\theta_k = K_R \cdot (T_e/T_i) \cdot \sum_{i=1}^{k} \varepsilon_i = \theta_{k-1} + \gamma_k$ — componenta integrală, unde :

$$\gamma_k = K_R(T_e/T_i) \cdot \varepsilon_k,$$

se obţin relaţiile de recurenţă :

$$Q_k = \theta_{k-1} + \gamma_k, \quad (4)$$
$$u_k = \alpha_k + \beta_k + \theta_k.$$

La implementarea algoritmului se constată :

— componentele regulatorului P, I, D sînt evidenţiate ;

— necesită scrierea/citirea valorii anterioare a mărimii de intrare/ieşire a regulatorului numai din pasul $k - 1$;

— uşor implementabil.

Deoarece componentele regulatorului sînt uşor de evidenţiat la implementarea algoritmului, partea întreagă a cuvintelor de date este egală cu $\varepsilon_{k\,max}$ iar partea zecimală cu $\gamma_{min} = K_R \cdot (T_e/T_i) \cdot \varepsilon_{k\,min}$.

Cu parametrii regulatorului din (3) se obţine partea întreagă de 8 biţi iar partea zecimală de 7 biţi cu lungimea cuvintelor de date de 16 biţi din care unul de semn.

Sînt două posibilităţi imediate de determinare a parametrilor regulatorului :

a — efectuarea înmulţirilor de microprocesor în timp real.

Timpul necesar de efectuare a unei înmulţiri pe 16 biţi este de aproximativ 400 μs pentru un microprocesor Z80, respectiv de 1 200 μs pentru determinarea mărimii de ieşire ;

b — efectuarea înmulţirilor off-line şi memorarea rezultatelor într-o memorie CMOS sau ROM. Cu parametrii anteriori capacitatea necesară memoriei este de $256 \cdot 2 \cdot 3 = 1536$ octeţi, cu timpul necesar determinării parametrilor α_k, β_k, γ_k, dat de durata efectuării operaţiei de citire.

Ambele posibilităţi nu sînt eficiente în cazul în care se doreşte utilizarea algoritmului pentru controlul mai multor parametri de ieşire. Astfel, controlul pe şase axe al unui robot industrial, presupune în prima variantă 7,2 ms durata înmulţirilor din 10 ms perioada de eşantionare, iar în al doilea caz utilizarea unui bloc de memorie de 10 k octeţi. Blocul de memorie trebuie să fie de tip CMOS pentru a permite reacordarea regulatorului.

O metodă care asigură un compromis între timpul de calcul şi memoria consumată este următoarea : din tabelul 1 al înmulţirilor necesare determinării mărimii de ieşire se for-

mează tabelul 2 cu linii de ordin $p \cdot 2^n - 1$, unde $p = 0, 1, 2, 3 \ldots 64$, $n = 3$.

Lungimea noului tabel va fi de 2^n mai mică.

Tabelul 1

Tabelul înmulțirilor

ε_k	α_k	β_k	γ_k
0	α_0	β_0	γ_0
1	α_1	β_1	γ_1
2	α_2	β_2	γ_2
3	α_3	β_3	γ_3
4	α_4	β_4	γ_4
5	α_5	β_5	γ_5
6	α_6	β_6	γ_6
7	α_7	β_7	γ_7
8	α_8	β_8	γ_8
.			
.			
.			
254	α_{254}	β_{254}	γ_{254}
255	α_{255}	β_{255}	γ_{255}

Tabelul 2

Tabelul înmulțirilor redus

ε_k	α_k	β_k	γ_k
0	α_0	β_0	γ_0
7	α_7	β_7	γ_7
15	α_{15}	β_{15}	γ_{15}
23	α_{23}	β_{23}	γ_{23}
.			
.			
.			
247	α_{247}	β_{247}	γ_{247}
255	α_{255}	β_{255}	γ_{255}

Elementele tabelului 1 se obțin din tabelul 2 pentru $n = 3$, din relația:

$$\alpha_k = \alpha_{[q]} + \alpha_1\beta_k^+ + 2\alpha_1\beta_k^6 + 2^2\alpha_1\beta_k^5 + \\ + \ldots + 2^{n-1}\alpha_1\beta_k^{8-9}, \qquad (5)$$

unde:

$[q]$ — reprezintă partea întreagă a lui $k : 2 - 1$,
B_k^n — bițul de ordin n al mărimii de ieșire.

Implementarea algoritmului pentru calculul lui α_k presupune citirea din memorie a parametrilor $\alpha_{[q]}$, n deplasări la dreapta ale valorii citite, testarea biților $B_k^7, \ldots, {}_2^1B_k^{8-n}$ și adunarea valorilor $2^0\alpha_1$, $2^1\alpha_1$, $\ldots$, $2^{n-1}\alpha_1$. Pentru $n = 3$, tabelul 2, se obține controlul pe șase axe a unui robot reducînd memoria CMOS la 1, 2 kocteți cu aproximativ 50 μs timp de calcul la determinarea unui parametru.

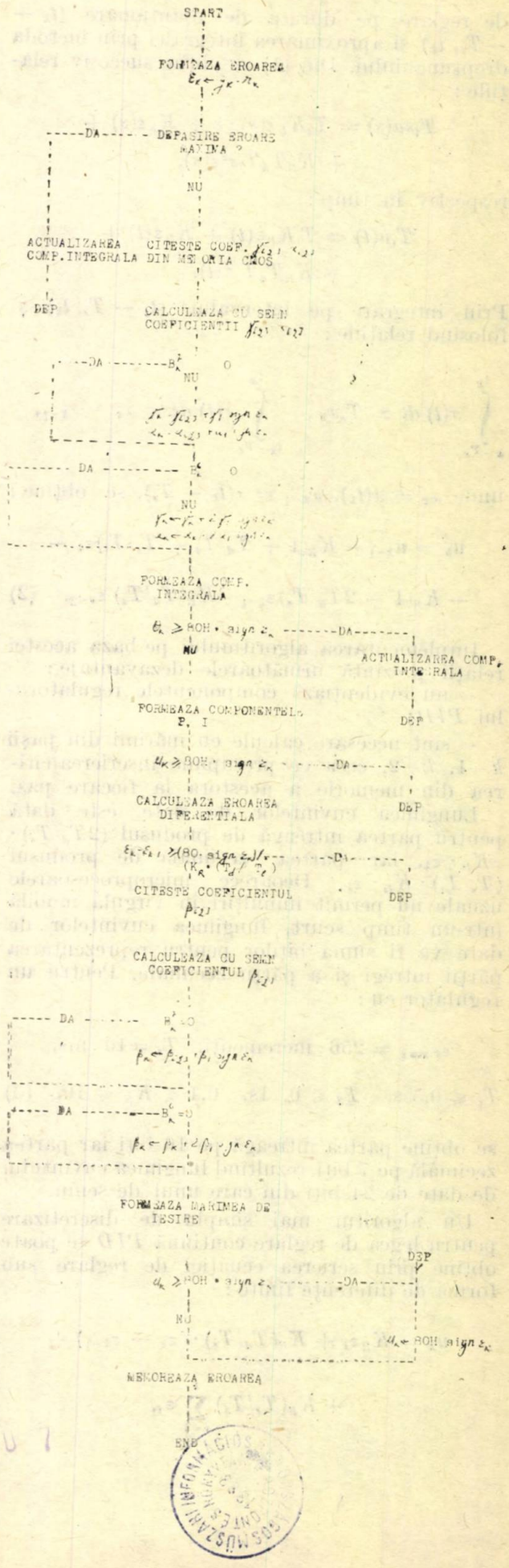


Fig. 3. Organigrama algoritmului regulatorului numeric. →

1991 NOV 07

În continuare se prezintă organigrama algoritmului regulatorului numeric unde ε_k, g_k, r_k, u_k, corespund parametrilor din figurile 1, 2.

În realizarea algoritmului regulatorului numeric s-a ţinut cont de următoarele :

1. Lungimea cuvintelor de date este de 16 biţi, din care unul de semn.

2. Reducerea tabelului de înmulţiri de patru ori.

3. Dacă una din componentele regulatorului depăşeşte valoarea maximă a mărimii de ieşire, nu se mai calculează celelalte componente.

4. Înmulţirile sînt în blocul de memorie fără semn-bitul de semn este zero. Semnul înmulţirii este dat de semnul erorii-sign ε_k.

Bibliografie

[1] *Călin, S.*, Petrescu, Gh. Sisteme automate numerice E.S.E., 1984.

[2] *Călin, S., Dumitrache, I.* Reglarea numerică a proceselor tehnologice. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1984.

[3] *Babuiţa, I.* Conducerea automată a proceselor. Cluj, Ed. Facla, 1985.

[4] *Călin, S.* Automatizări electronice. Bucureşti, E.D.P.

[5] *Kelemen, A.*, Acţionări electrice. Bucureşti, E.D.P.

[6] *Florea, S., Dumitrache, I.*, Electronica industrială şi automatizări. Bucureşti, E.D.P.

[7] *Cuenod, M., Durling, A.* A discret — time approach for system analysis. Academic Press-New-York and London, 1969.

[8] *Laventhal, L., Obsborne, A., Collins, C.* Z80 Assembly language programing, Osborne-California.

[9] *Ciarcia, S.* Build your own Z80 computer. Byte Books, Peterborough, 1981.

Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA (E. E. A.) este editată de Institutul de Cercetare şi Proiectare pentru Electrotehnică — I. C. P. E. Bucureşti, prin Oficiul de Informare Documentară pentru Electrotehnică. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite, pentru redacţia revistei E. E. A., la C. P. 1—94 Bucureşti 70 700, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal în cont 301 700 301 BNR filiala sector 5 Bucureşti, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47. Costul unui abonament este de 720 lei.

Tiparul : Tipografia UNIVERSUL
Str. Brezoianu 23—25 Bucureşti,
cd. 2 308

E 2040/1

EDE

REFERATIV

R 1991 -06- 03

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 38 • NR. 7 • OCTOMBRIE 1990

1991 JUL 10

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 38 Nr. 7 octombrie 1990

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

LINIARIZARE LOCAL-ITERATIVĂ
ECUAŢII DIFERENŢIALE

Coloşi, T. ş. a. : **Liniarizarea local-iterativă a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale : exemple pentru forme neliniare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 263

Lucrarea expune algoritmul general cu care se rezolvă o serie de exemple de utilizare a procesului numeric de liniarizare local-iterativă a soluţiilor unor ecuaţii de gradul 1, 2, 3, şi 4 cu aplicaţii în electrotehnică, automatică şi electronică.

MATERIALE ELECTROIZOLANTE
TEHNOLOGII DE PRELUCRARE

Ciobanu, R., Bălan, D. : **Materiale electroizolante de natură fibroasă. Caracteristici de regim tranzitoriu la solicitarea de tracţiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 272

Noile tehnologii de obţinere a materialelor electroizolante pentru industria electrotehnică impun o analiză a caracteristicilor şi limitelor elastice la solicitarea de tracţiune. Lucrarea descrie metoda şi aparatul de determinare a răspunsului la regim tranzitoriu, la solicitarea de tracţiune a materialelor fibroase electrotehnice şi modelarea matematică a caracteristicilor elastice. Sînt redate şi interpretate datele experimentale necesare pentru caracterizarea tehnologică a materialelor şi se defineşte un nou parametru de exprimare a fiabilităţii.

BOBINE CU MIEZ DE FERITĂ
SCHEMA ELECTRICĂ UNIPORT

Bălan, D. : **Asupra schemei echivalente a bobinelor cu miez de ferită magnetic moale, cu parametri independenţi de frecvenţă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 276

Lucrarea se referă la schema electrică de tip uniport cu parametrii independenţi de frecvenţă, echivalentă bobinelor cu miezuri de ferită magnetic moale, care reflectă comportarea reală a miezului la variaţie a frecvenţei semnalului aplicat. Se indică mai multe metode de determinare a parametrilor schemei echivalente, independenţi de frecvenţă.

COMUTAŢIE ÎN REGIM CAPACITIV
ÎNTRERUPTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Tuşaliu, P., Ciontu, M., Bălăşoiu, T. : **Asupra comutaţiei în regim capacitiv a unor întreruptoare cu ulei.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 280

Se prezintă rezultatele unor cercetări teoretice şi experimentale privind comutaţia în regim capacitiv a unor tipuri de întreruptoare cu ulei şi propuneri concrete privind îmbunătăţirea performanţelor lor.

UMIDITATE
MATERIALE ELECTROIZOLANTE
PARAMETRI ELECTRICI

Siteavu, M., Ionescu, R. : **Studiul influenţei umidităţii asupra materialelor şi produselor electronice şi electrotehnice. Partea II-a şi partea a III-a.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 287

Lucrarea tratează despre efectele umidităţii asupra diferiţilor parametri electrici ai materialelor dielectrice ca factor determinant al degradării caracteristicilor de materiale.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI ; dr. ing. I. BĂTRÎNA ; dr. V. BUNEA ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; academician prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; prof. dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct :prof. dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЛЬНО-ИТТЕРАТИВНАЯ ЛИНЕАРИЗАЦИЯ
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Колоши, Т. и др.: **Локально-иттеративная линеаризация решения дифференциальных уравнений: примеры для нелинейных форм.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 38,** № 7, октябрь 1990 г., стр. 263

Работа представляет основной алгорифм при помощи которого решаются многочисленные примеры использования цифрового процесса локально-иттеративной линеаризации для решений уравнений 1, 2, 3 и 4 степени с применениями в электротехнике, автоматике и электронике.

ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ

Чобану, Р., Бэлан, Д.: **Электроизоляционные материалы волокнистой природы. Характеристики переходного режима при усилии на тягу.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 7, октябрь 1990 г., стр. 272

Новые технологии получения электроизоляционных материалов для электротехнической промышленности вынуждают анализ характеристик и упругих пределов при усилии на тягу. Работа описывает метод и прибор определения ответа в переходном режиме при усилии на тягу электротехнических волокнистых материалов и математическое моделирование упругих характеристик. Представляются и трактуются экспериментальные данные, необходимые для технологического охарактеризования материалов и учитывается новый параметр выражения надежности.

КАТУШКИ С ФЕРРИТОВЫМ СЕРДЕЧНИКОМ
ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА УНИПОРТ

Бэлан, Д.: **Об эквивалентной схеме катушек с ферритовым мягким магнитным сердечником, с параметрами независимыми от частоты.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 38,** № 7, октябрь 1990 г., стр. 276

Работа представляет электрическую схему типа унипорт с параметрами независимыми от частоты, эквивалентную катушкам с ферритовыми мягкими магнитными сердечниками, отражающая реальное поведение сердечника при вариации частоты приложенного сигнала. Указываются более методов определения параметров эквивалентной схемы, независимых от частоты.

КОММУТАЦИЯ В ЁМКОСТНОМ РЕЖИМЕ
ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Тушалиу, П., Чонту, М., Бэлэшою, Т.: **О коммутации в ёмкостном режиме маслянных выключателей.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 38,** № 7, октябрь 1990 г., стр. 280

Представляются результаты теоретических и экспериментальных исследований относительно коммутации в ёмкостном режиме некоторых типов маслянных выключателей, а также конкретные предложения по улучшению их рекордов.

ВЛАЖНОСТЬ
ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Ситяву, М., Ионеску, Р.: **Изучение влияния влажности на электронные и электротехнические материалы и изделия. Вторая и третья части.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 38,** № 7, октябрь 1990 г., стр. 287

Работа представляет эффекты влажности над разными электрическими параметрами и диэлектрическими материалами как определяющий фактор деградации характеристик материалов.

INHALT

LOKAL-ITERATIVE LINEARISIERUNG
DIFFERENTIALGLEICHUNGEN

Coloşi, T. u. s. w. : **Die lokal-iterative Linearisierung der Lösung der Differentialgleichungen für Unlinearformen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 7, Okt 1990, S. 263

Der Beitrag legt den Generalalgorithmus, mit dem sich eine Reihe von Verwendungsbeispiele des lokal-iterativen Linearisierungsanalogprozesses der Lösungen einiger Gleichungen 1., 2., 3. Grades löst, mit 4 Anwendungen in Elektrotechnik, Elektronik und Automatik dar.

ELEKTROISOLIERSTOFFE
VERARBEITUNGSTECHNOLOGIEN

Ciobanu, R., Bălan, D. : **Faserige Elektroisolierstoffe Charakteristiken von nichtstationärer Betrieb bei den Zugbeanspruchungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 7, Okt 1990, S. 272

Die neuen Herstellungstechnologien der Elektroisolierstoffe für Elektrotechnik zwingen eine Analyse der Charakteristiken und elastischen Grenzen bei der Zugbeanspruchung auf. Der Beitrag schildert die Methode und das Antwortermittlungsgerät beim nichtstationären Betrieb, bei den Zugbeanspruchung der faserigen elektrotechnischen Werkstoffe und die mathematische Modellierung der elastischen Charakteristiken. Es werden die für die tehnologischen Charakteristiken der Werkstoffe notwendigen experimentellen Daten wiedergegeben und ein neuer Fiabilitätsparameter definiert.

SPULEN MIT FERRITKERN
DIE ELEKTRISCHE UNIPORT-SCHALTUNG

Bălan, D. : **Über die Ersatzschaltung der Spulen nit weichem magnetischem Ferritkern, mit unabhöngigen Frequenzparametern.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 7, Okt 1990, S. 276

Der Beitrag betrifft die elektrische Schaltung vom Typ Uniport mit unabhängigen Frequenzparametern, die den Spulen mit weichen magnetischen Ferritkernen gleickwertig sind und das reele Verhalten des Kernes bei der Frequenzänderung des angewendeten Signals wiederspiegelt. Es werden mehrere Restimmungsmethoden der frequenzunabhangigen Ersatzschaltungsparameter angegeben.

UMSCHALTUNG IM KAPAZITIVBETRIEB
HOCHSPANNUNGSSCHALTER

Tuşaliu, P., Ciontu, M., Bălăşoiu, T : **Über die Ölschalterumschaltung im Kapazitivbetrieb.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 7, Okt 1990, S. 280

Es werden die Ergebnisse einiger theoretischen und experimentallen Forschungen betriffs die Umschaltung im Kapa-

zitivbetrieb bei einigen Typen von Ölschalter und konkrete Vorschläge in Bezug auf die Verbesserung ihrer Hochleistungen dargestellt.

FEUCHTIGKEIT
ELEKTROISOLIERSTOFFE
ELEKTRISCHE PARAMETER

Siteavu, M., Ionescu, R: **Studium der Feuchtigkeitseinfluss auf die elektronischen und elektrotechnischen Stoffen und Erzeugnissen. Teil II und III.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 7, Okt 1990, S. 287

Der Beitrag behandelt die Feuchtigkeitseffekten auf verschiedenen elektrischen Parametern der dielektrischen Materialien als bestimmender Faktor der Minderung der Materialencharakteristi ken.

CONTENT

PARTIALLY-ITERATIVE LINEARIZATION
DIFFERENTIAL EQUATIONS

Coloşi, T. ş. a.: **Partially-iterative linearization of differential equation solution : examples for non-linear forms.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct. 1990, p. 263

The paper deals with the general algorithm which is used to solve some types of application of the partially-iterative linearization digital process of some linear, quadratic, cubic and biquadratic equation solutions with applications in electrical engineering, automatics and electronics.

ELECTROINSULATING MATERIALS
PROCESSING TECHNOLOGIES

Ciobanu, R., Bălan, D. : **Fibrous-type electroinsulating materials. Characteristics in case of traction stress under transitory regime.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 272

The new production technologies of electroinsulating materials for the electrotechnical industry need a serious analysis of elastic limits and characteristics in case of traction stress. In the paper, the method and the response determination device are described, under transitory regime in case of traction stress of electrotechnical fibrous materials and of mathematical modelling of elastic characteristics. The experimental data necessary for the material technological characterization are given and interpreted and a new reliability expression parameter is defined.

FERRITE-CORE COIL
UNIPORT DIAGRAM CIRCUIT

Bălan, D. : **On the equivalent circuit of magnetically soft ferrite-core coils with independent frequency parameters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 276

The paper deals with the uniport-type diagram circuit with independent frequency parameters which is equivalent to magnetically soft ferrite-core coils and which reflects the core real behaviour to frequency variation of the applied signal. Several determination methods of frequency independent equivalent circuit parameters are indicated.

CAPACITIVE REGIME COMMUTATION
HIGH VOLTAGE SWITCH

Tuşaliu, P., Ciontu, M., Bălăşoiu, T. : **On the capacitive regime commutation of some oil switches.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 280

The results of some theoretical investigations and experiments concerning the capacitive regime commutation of some types of oil switches and some concrete propositions concerning the optimization of their performances are presented.

HUMIDITY
ELECTROINSULATING MATERIALS
ELECTRICAL PARAMETERS

Siteavu, M., Ionescu, R. : **Study on the influence of humidity on electronic and electrotechnical materials and products. Part 2 and 3.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 287

The paper deals with the effects of humidity on various electrical parameters of dielectric materials as a decisive factor of material characteristics degradation.

SOMMAIRE

LINIÉARISATION LOCALE-ITÉRATIVE
EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES

Coloşi, T. et. al. : **Linéarisation locale-itérative de la solution des équations différentielles: exemples pour des formes nonlinéaires.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 263

L'ouvrage expose l'algorithme général avec lequel on réalise une série d'exemples d'utilisation du processus numérique de linéarisation locale itérative des solutions de certaines équations du 1, 2, 3, et 4-ème degré avec des applications dans l'électrotechnique, automatique et électronique.

MATÉRIAUX ÉLECTROISOLANTS
TECHNOLOGIES D'USINAGE

Ciobanu, R., Bălan, D. : **Matériaux électroisolants de nature fibreuse. Caractéristiques de régime transitoire à la sollicitation à la traction.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 272

Les nouvelles technologies d'obtention des matériaux électroisolants pour l'industrie électrotechnique, imposent une analyse des caracteristiques et des limites élastiques à la solicitation de traction. L'ouvrage décrit la méthode et l'appareil de détermination de la réponse au régime transitoire à la solicitation de traction des matériaux fibreuses électrotechniques et le modélage mathématique des caractéristiques élastiques. On représente et l'on interprète les données expérimentales nécessaires à la caracterisation technologique des matériaux et l'on définit un nouveau paramètre d'expression de la fiabilité.

BOBINES A NOYAU DE FERRITE
SCHEMA ÉLECTRIQUE UNIPORT

Bălan, D. : **Sur le schéma équivalent des bobines à noyau de ferrite magnétique doux, à paramètres indépendants de fréquence.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 276

L'ouvrage se rapporte au schéma électrique type uniport avec les paramètres indépendants de fréquence, équivalent aux bobines aux noyaux de ferrite magnétique doux, qui reflète le comportement réel du noyau à la variation de la fréquence du signal appliqué.
On indique plusieurs méthodes de détermination des paramètres du schéma équivalent, indépendants de la fréquence.

COMMUTATION EN RÉGIME CAPACITIF
INTERRUPTEURS A HAUTE TENSION

Tuşaliu, P., Ciontu, M., Bălăşoiu, T. : **Sur la commutation en régime capacitif de certains interrupteurs à huile.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 280

On présente les résultats de certaines recherches théoriques et expérimentales les concernant la commutation en régime capacitif de certains types d'interrupteurs à huile et propositions concrètes concernant l'optimisation de leurs performances.

HUMIDITÉ
MATERIAUX ÉLECTROISOLANTS
PARAMETRES ÉLECTRIQUES

Siteavu, M., Ionescu, R. : **L'étude de l'influence de l'humidité sur les matériaux et les produits électroniques et électrotechniques. IIème partie et IIIème partie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 7, oct 1990, p. 287

L'ouvrage traite les effets de l'humidité sur les divers paramètres électriques des matériaux diélectrique comme facteur déterminant de la dégradation des caractéristiques des matériaux.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA SI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE ŞI ELECTRONICE

Electrotehnica nr. 7

Liniarizarea local—iterativă a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale: exemple pentru forme neliniare

TIBERIU COLOŞI, ALEXANDRU VANCEA, CLEMENT FEŞTILĂ, TIBERIU LEŢIA, DANA HURUBĂ* – CLUJ

Introducere

În continuarea lucrărilor [1, 2, 3 şi 4], sînt prezentate şi comentate un număr de 12 exemple de utilizare a procedeului de liniarizare local-iterativă (L. L. I.) a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale neliniare (11 exemple) şi liniare variante în timp (1 exemplu).

Conform acestui procedeu, se operează cu aproximarea numerică de forma :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \underset{n}{\ldots} \int F \cdot \frac{\overset{p}{dv}}{dt^p} \cdot dt^n \cong \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{F}_{npj\omega\ldots} \cdot v_{k-j}, \quad (n \geqslant p), \tag{1}$$

unde $v = v(t)$ este o variabilă, care poate fi un semnal de intrare $i = i(t)$, un semnal de stare $x = x(t)$ sau un semnal de ieşire $e = e(t)$, $\Delta t = 2 \cdot \delta\ t$ (considerat suficient de mic) este intervalul de integrare, iar coeficientul F se poate încadra în următoarele trei cazuri :

a) $F = \text{const}$, pentru ecuaţii diferenţiale liniare, invariante în timp ;

b) $F = F(t)$ sau $F = F[t, i(t)]$, pentru ecuaţii diferenţiale variante în timp ;

c) $F = F[e(t)]$ sau $F = F[e(t), t]$ sau $F = F[e(t), i(t)]$ sau $F = F[e(t), i(t), t]$, pentru ecuaţii diferenţiale neliniare.

Deoarece cazul a) a fost tratat în [1, 2, şi 3], în prezenta lucrare se vor face referiri la cazurile b) şi c), pentru care în [4] au fost expuse unele preliminarii în acest sens.

Pentru exemplele ce urmează, considerate prin relaţii intrare-ieşire, interesează stabilirea formei generale a soluţiei ecuaţiilor diferenţiale, aprecierea erorii de aproximare a soluţiei în raport cu soluţiile analitice riguroase, precum şi unele interpretări şi comentarii ale acestor rezultate.

* Autorii sînt cadre didactice la Institutul Politehnic — Cluj.

1. Utilizarea procedeului L. L. I.

Se consideră ecuaţia diferenţială de forma :

$$\sum_{p=0}^{n} a_p \cdot \frac{\overset{p}{de}}{dt^p} = \sum_{p=0}^{m} b_p \cdot \frac{\overset{p}{di}}{dt^p}, \quad (n \geqslant m), \tag{2}$$

care pentru $p = 0$, conduce la $\frac{\overset{\circ}{de}}{dt^\circ} = e$, respectiv $\frac{\overset{\circ}{di}}{dt^\circ} = i$. Coeficientul F din (1) corespunde cu a_p şi cu b_p, astfel încît, pentru cazul general se consideră $a_p = a_p\ [t, i(t), e(t)]$ respectiv $b_p = b_p[t, i(t), e(t)]$, pentru care se pot lua în considerare particularizările de la punctele a), b) sau c) din introducere.

Conform procedeului L. L. I. se operează cu :

$$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \underset{n}{\ldots} \int \sum_{p=0}^{n} a_p \cdot \frac{\overset{p}{de}}{dt^p} \cdot dt^n =$$

$$= \int_{t_k-\delta}^{t_k-\delta t} \underset{n}{\ldots} \int \sum_{p=0}^{m} b_p \cdot \frac{\overset{p}{di}}{dt^p} \cdot dt^n, \tag{3}$$

unde $t_k = k.\ \Delta t$ reprezintă momentul-pivot în jurul căruia se definesc aceste integrale repetate în raport cu timpul, iar $k = 1, 2, \ldots t_f/\Delta t$ corespunde cu secvenţa iterativă de referinţă, cu observaţia că timpul final t_f de integrare este un multiplu al intervalului (pasului) de integrare Δt.

Avînd în vedere aproximarea numerică (1) care se introduce în (3), rezultă :

$$\sum_{j=0}^{\omega} \sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{a_p}_{npj\omega\ldots} \cdot e_{k-j} \cong$$

$$\cong \sum_{j=0}^{\omega} \sum_{p=0}^{m} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{b_p}_{npj\omega\ldots} \cdot i_{k-j}, \tag{4}$$

de unde se poate explicita :

$$e_k = g_k \cdot i_k + h_k, \tag{5}$$

care se consideră drept forma liniarizată local-iterativ a soluției ecuației diferențiale (2), în imediata vecinătate a momentului $t_k = k \cdot \Delta t$, astfel încît $i_k = i(t_k)$, $e_k = e(t_k)$, iar $i_{k-j} = i(t_{k-j} \cdot \Delta t)$, respectiv $e_{k-j} = e(t_k - j.\ \Delta t)$. Indicele j reprezintă secvențele regresive față de momentul, pivot t_k, iar indicele ω corespunde cu ultima secvență regresivă luată în considerare, cu condiția că $\omega \geqslant n$ și cu observația că pentru $n \leqslant \omega \leqslant n + 4$ s-au obținut rezultate considerate bune sau chiar foarte bune.

Cu g_k se notează coeficientul de transfer în momentul t_k, respectiv :

$$g_k = \frac{\sum_{p=0}^{m} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{b_p}_{np0\omega\ldots}}{\sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{a_p}_{np0\omega\ldots}}, \tag{6}$$

iar cu h_k se notează răspunsul liber în momentul t_k, respectiv :

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{\omega} \sum_{p=0}^{m} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{b_p}_{njp\omega\ldots} \cdot i_{k-j} - \sum_{j=1}^{\omega} \sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{a_p}_{njp\omega\ldots} \cdot e_{k-j}}{\sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{a_p}_{np0\omega\ldots}}. \tag{7}$$

Așa cum s-a prezentat în [4], coeficienții de ponderare $\sigma^{a_p}_{npj\omega\ldots}$ și $\sigma^{b_p}_{npj\omega\ldots}$ sînt dependenți de expresiile coeficienților a_p și b_p, care se consideră că pot prezenta formele coeficienților F din introducere, respectiv variantele a, b și c, după cum urmează :

În cazul general, formula de bază este :

$$\sigma^{F}_{npj\omega\ldots} = \sum_{s=0}^{\omega} \Delta t^s \cdot \varphi_{npjs\omega} \cdot F^{(s)}_k, \tag{8}$$

unde $F^{(s)}_k = \left(\frac{dF}{dt^s}\right)_{t_k}$, iar $\varphi_{npjs\omega}$ sînt coeficienți fracționari de calcul, care sînt întabelați și memorați pe o dischetă pentru $n = 1, 2, \ldots \ldots, 8$, $p = 0, 1, \ldots 8$ și $j = 0, 1, \ldots \omega$, cu respectarea condiției $p \leqslant n \leqslant \omega$, așa cum se arată în [4].

Dacă $F = \text{const}$, atunci pentru (8) se consideră $s = 0$, respectiv :

$$\sigma^{F}_{npj\omega L} = \sigma_{npj0\omega} \cdot F, \tag{9}$$

cu observația că $F_k = F$.

Dacă $F = F[\ \ldots, t]$, atunci (8) devine :

$$\sigma^{F}_{npj\omega T} = \sum_{u=0}^{\omega} \varphi_{npju\omega T} \cdot F_{k-u}. \tag{10}$$

Dacă $F = F[\ \ldots, e(t)]$ sau $F = F[\ \ldots, x(t)]$, atunci (8) devine :

$$\sigma^{F}_{npj\omega N} = \sum_{u=1}^{\omega} \varphi_{npju\omega N} \cdot F_{k-u}. \tag{11}$$

Ultimul indice (dreapta jos) L, T sau N se referă la comportarea liniară invariantă în timp, liniară variantă în timp, respectiv neliniară a ecuațiilor diferențiale. Coeficienții de calcul $\varphi_{npju\omega T}$ și $\varphi_{npju\omega N}$ rezultă din $\varphi_{npjs\omega}$ pe baza unor formule [4] și sînt întabelați pentru cazuri similare cu $\varphi_{npjs\omega}$. Toți acești coeficienți prezintă forme fracționare, cu un număr de (1 . . .6) cifre la numărător și numitor. Etapele de calcul pentru $\varphi_{npjs\omega}$, $\varphi_{npju\omega T}$ și $\varphi_{npju\omega N}$ pot fi urmărite în anexa 1.

Revenind la (4), (6) și (7), rezultă că spațiile punctate (. . .) ale indicilor lui $\sigma^{a_p}_{npj\omega\ldots}$ și $\sigma^{b_p}_{npj\omega\ldots}$, vor fi completate cu L, T sau N, după cum coeficienții a_p și b_p se încadrează în formele prezentate în (9), (10) respectiv (11).

O problemă deschisă rămîne corelarea între pasul de integrare Δt și ultima secvență regresivă ω. Rezultate bune s-au obținut pentru :

$$n \leqslant \omega \leqslant n + 4, \tag{12}$$

caz în care pasul de integrare $\Delta t = 2 \cdot \delta t$ se poate alege drept cea mai mică valoare din șirul de numere :

$$\Delta t \cong \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{100}\right) \cdot \sqrt[p]{\frac{a_p}{a_0}}; \ (p = 1, 2, \ldots n), \tag{13}$$

sau :

$$\Delta t \cong \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{100}\right) T_{\min}, \tag{14}$$

unde $T_{\min}$ este constanta de timp cea mai mică a ecuației diferențiale.

2 Condiții inițiale și startul calculelor

Condițiile inițiale pentru (2) se consideră la momentul $t = t_{k-1}$, pentru care sînt cunoscute $e^{p}_{(k-1)-}$ pentru $p = 0, 1, \ldots (n-1)$, precum și $i_{(k-1)+}$, pentru $p = 0, 1, \ldots \omega$. Indicii $(k-1)_-$ și $(k-1)_+$ evidențiază vecinătatea imediat la stînga lui t_{k-1}, respectiv la dreapta lui t_{k-1},) pentru a lua în considerare existența discontinuităților de start ale semnalelor sau even-

tuale discontinuităţi curente ale acestora, în raport cu timpul.

Dacă startul calculelor se asigură prin serii Taylor, atunci valorile fictive de start i_{k-j} şi e_{k-j} din (7), rezultă din :

$$i_{k-j} \cong i_{(k-1)+} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{[(j-1)\,\Delta t]^p}{p!} \cdot \overset{(p)}{i}_{(k-1)+}, \tag{15}$$

respectiv :

$$e_{k-j} \cong e_{(k-1)-} + \sum_{p=1}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{[(j-1)\,\Delta t]^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{k-1} =$$

$$= e_{(k-1)-} + \sum_{p=1}^{n-1} (-1)^p \cdot \frac{[(j-1)\,\Delta t]^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)-} +$$

$$+ \sum_{p=n}^{\omega} (-1)^p \cdot \frac{[(j-1)\,\Delta t]^p}{p!} \cdot e^{(p)}_{(k-1)+}. \tag{16}$$

Derivatele necunoscute $e^{(p)}_{(k-1)+}$ din (16), pentru $p = n,\ n+1,\ \ldots,\ \omega$, rezultă din (2), unde pentru cazul general se consideră :

$$a_p = a_p(i, \overset{(1)}{i}, \ldots \overset{(m-1)}{i}, e, \overset{(1)}{e}, \ldots \overset{(n-1)}{e}, t), \tag{17}$$

respectiv :

$$b_p = b_p(i, \overset{(1)}{i}, \ldots \overset{(m-1)}{i}, \overset{(1)}{e}, e, \ldots \overset{(n-1)}{e}, t). \tag{18}$$

La momentul de start $(t = t_{k-1})$, aceşti coeficienţi devin :

$$a_{p,k-1} = a_p(i_{(k-1)+}, \overset{(1)}{i}_{(k-1)+}, \ldots \overset{(m-1)}{i}_{(k-1)+},$$

$$e_{(k-1)-}, \overset{(1)}{e}_{(k-1)-}, \ldots e^{(n-1)}_{(k-1)-}, t_{k-1}), \tag{19}$$

respectiv :

$$b_{p,k-1} = b_p \cdot (i_{(k-1)+}, \overset{(1)}{i}_{(k-1)+}, \ldots \overset{(m-1)}{i}_{(k-1)+},$$

$$e_{(k-1)-}, \ldots, e^{(1)}_{(k-1)-}, \ldots e^{(n-1)}_{(k-1)-}, t_{k-1}). \tag{20}$$

Ca urmare, $e^{(n)}_{(k-1)+}$ se explicitează din (2), care se consideră la momentul de start, adică :

$$e^{(n)}_{(k-1)+} = \frac{1}{a_{n,k-1}} \cdot \left(\sum_{p=0}^{m} b_{p,k-1} \cdot \overset{(p)}{i}_{(k-1)+} - \right.$$

$$\left. - \sum_{p=0}^{n-1} a_{p,k-1} \cdot \overset{(p)}{e}_{(k-1)-} \right). \tag{21}$$

Pentru a calcula $e^{(n+1)}_{(k-1)+}$, se derivează (2) în raport cu timpul, care apoi se consideră în momentul de start $t = t_{k-1}$. După calcule se poate explicita :

$$e^{(n+1)}_{(k-1)+} = \frac{1}{a_{n,k-1}} \left[\sum_{p=0}^{m} \left(\frac{db_p}{dt} \cdot \overset{(p)}{i} + b_p \cdot \overset{(p+1)}{i} \right) - \right.$$

$$- \sum_{p=0}^{n-1} \left(\frac{da_p}{dt} \cdot \overset{(p)}{e} + a_p \cdot \overset{(p+1)}{e} \right) -$$

$$\left. - \frac{da_n}{dt} \cdot \overset{(n)}{e} \right]_{k-1}, \tag{22}$$

unde se consideră $i^{(p)}_{(k-1)+}$ pentru $p = 0,\ 1,\ \ldots m$, $e^{(p)}_{(k-1)-}$ pentru $p = 0,\ 1,\ \ldots n-1$, iar $e^{(n)}_{(k-1)+}$ este cunoscut din (21).

Formal identic se procedează pentru a calcula $e^{(n+2)}_{(k-1)+}$, $e^{(n+3)}_{(k-1)+}$, $\ldots$ $e^{(\omega)}_{(k-1)+}$, în care scop (2) se derivează a doua oară, a treia oară, $\ldots$ respectiv a $(\omega-n)$—a oară, în raport cu timpul. În acest cadru se va opera cu $i^{(p)}_{(k-1)+}$ unde $p = 0,\ 1,\ \ldots\ \omega$, cu $e^{(p)}_{(k-1)-}$ unde $p = 0,\ 1,\ \ldots\ n-1$, şi în fine cu $e^{(p)}_{(k-1)+}$ unde $p = n,\ n+1,\ \ldots\ \omega$.

3. Schema logică de programare prin L. L. I.

Pe baza a numeroase ecuaţii şi sisteme diferenţiale neliniare, integrate prin procedeul L. L. I., a fost întocmită, o schemă logică generală, care poate fi grupată pe 10 module de program, aşa cum se prezintă în figura 1. Fiecare modul conţine cel puţin o categorie de instrucţiuni, iar fiecare categorie de instrucţiuni este numerotată în succesiunea de rulare pe calculator, după cum urmează :

Modulul 1

1. Se nominalizează programul. Se scrie ecuaţia sau sistemul de ecuaţii diferenţiale de forma (2). Se declară expresiile analitice ale coeficienţilor $a_p = a_p(\ \ldots)$ şi $b_p = b_p(\ \ldots)$ pentru $p = 0, 1, \ldots n$, respectiv $p = 0, 1, \ldots m$. Se declară soluţia analitică $e_A(t)$.

2. Se definesc :

— momentul de start $t_0 = t_{k-1}$;

— momentul final t_f ;

— pasul de integrare Δt ;

— primul moment θ de extragere a rezultatelor şi pasul $\Delta\theta$ de extragere a rezultatelor ;

— ultima secvenţă regresivă ω luată în considerare ;

— momentul $t_{k-j} = t_{k-1} - (j-1)\ \Delta t$, pentru $j = 2,\ 3, \ldots\ \omega$.

3. Se definesc condiţiile cunoscute :

— pentru semnalul de intrare : i_{k-1}, $\overset{(1)}{i}_{k-1}$, $\overset{(2)}{i}_{k-1}$ $\ldots$ $\overset{(\omega)}{i}_{k-1}$, sau [din expresia analitică $i = i(t)$] se calculează $i_{k-2}, i_{k-3}, \ldots i_{k-\omega}$;

— pentru semnalul de ieşire : e_{k-1}, $\overset{(1)}{e}_{k-1}$, $\overset{(2)}{e}_{k-1}$, $\ldots$ $e^{(n-1)}_{k-1}$;

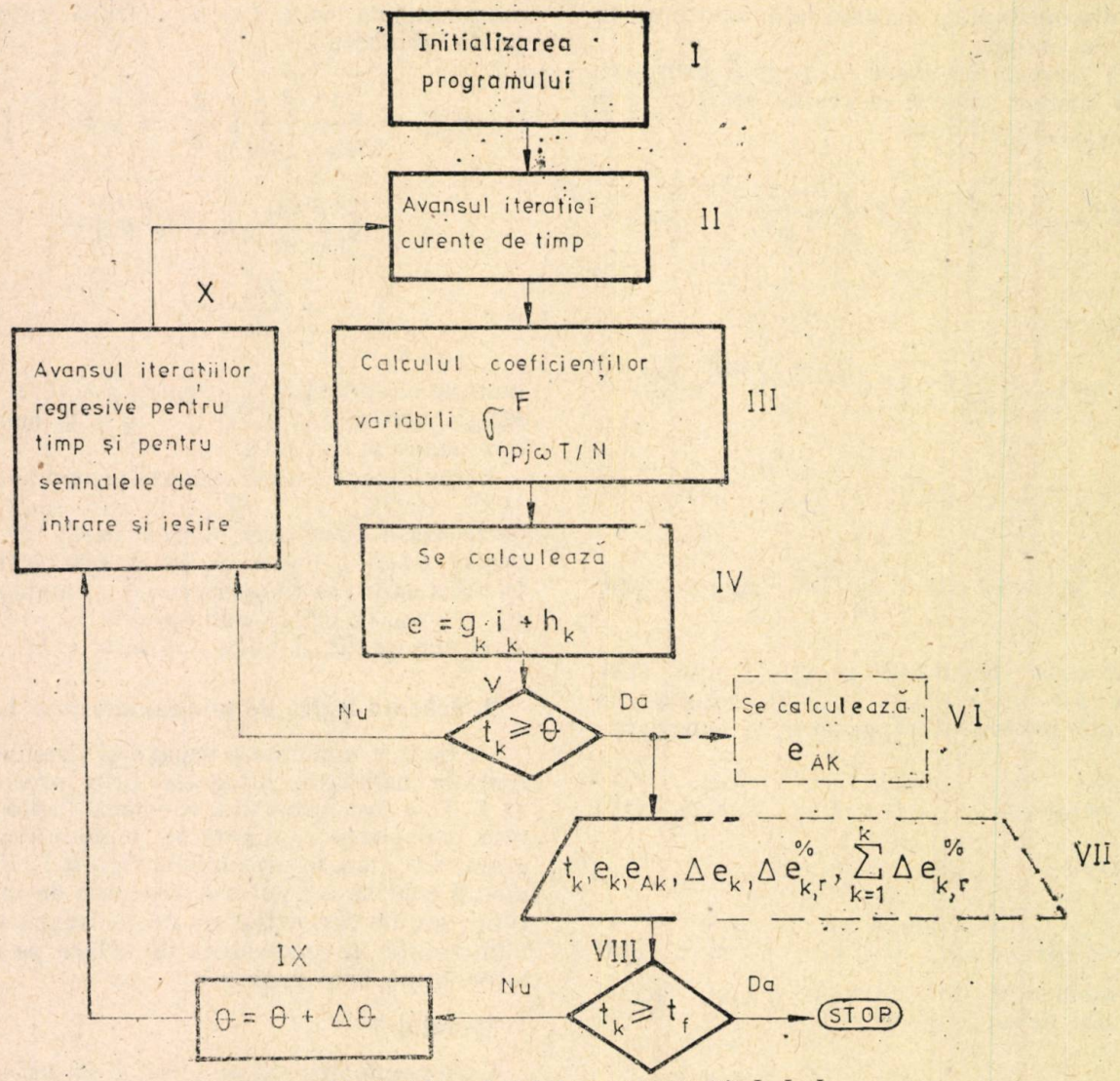


Fig. 1. Schema logică de programare prin L. L. I.

— se calculează, dacă este cazul, $e_{k-1}^{(n)}$, $e_{k-1}^{(n+1)}$, . . . $e_{k-1}^{(\omega)}$, conform celor precizate la capitoul 3.

4. Se calculează valorile fictive de start pentru $t_{k-j} = t_{k-1} - (j-1)\cdot\Delta t$, conform cu (15) şi (16);

5. Se exprimă ecuaţia de diferenţe finite în raport cu care se definesc coeficienţii de calcul $\varphi_{npj\omega 0}$, $\varphi_{npju\omega T}$, $\varphi_{npju\omega N}$ (după caz);

6. Se calculează coeficienţii constanţi $\sigma_{npj\omega L}$;

Se declară coeficienţii de aproximare a derivatelor $\delta^{|k-j}_{pj}$.

Modulul 2

7. Se calculează avansul iteraţiei curente de timp, $t_k = t_{k-1} + \Delta t$, instrucţiune prin care se închide un ciclu de avans, cu pasul de integrare Δt.

Modulul 3

8. Se calculează (dacă este cazul) expresiile aproximate numeric ale derivatelor:

$$i_{k-l} \cong \frac{1}{\Delta t^p} \cdot \sum_{j=1}^{\omega} \delta^{|k-l}_{pj\omega} \cdot i_{k-j} \quad l = 0, 1, \ldots \omega, \tag{23}$$

$$e_{k-l}^{(p)} \cong \frac{1}{\Delta t^p} \sum_{j=1}^{\omega} \delta^{|k-l}_{pj\omega} \cdot e_{k-j}, \quad l = 0, 1, \ldots \omega, \tag{24}$$

unde $\delta^{|k-j}_{pj\omega}$ sînt coeficienţi fracţionari de aproximare a derivatei de ordinul p în raport cu timpul, cu un număr de ω secvenţe regresive, unde $\omega \geqslant p$, iar Δt corespunde cu pasul de integrare. Relaţiile (23) şi (24), care aproximează aceste derivate, în raport cu pivotul de timp t_{k-l} (cuprins în limitele t_{k-1} . . . $t_{k-\omega}$), pot fi necesare în expresiile unor coeficienţi de

pondere de forma (10) sau (11), unde în componenţa lui F_{k-u} (respectiv $a_{p,k-u}$ şi $b_{p,k-u}$) ar putea intra astfel de derivate.

9) Se calculează coeficienţii neconstanţi a_p $(t_k, \overset{(p)}{i}_{k-j}, \overset{(p)}{e}_{k-j})$ şi b_p, $(t_k, \overset{(p)}{i}_{k-j}, \overset{(p)}{e}_{k-j})$, pentru care derivatele din paranteze, prezintă formele aproximate din (23) şi (24).

10) Se calculează coeficienţii variabili de ponderare $\sigma^{a_p[t,\, i(t)]}_{np\,j\omega T}$ $\sigma^{a_p[t,\, i(t),\, e(t)]}_{np\,j\omega N}$, respectiv $\sigma^{b_p[t,\, i(t)]}_{np\,j\omega T}$ şi $\sigma^{b_p[t,\, i(t),\, e(t)]}_{np\,j\omega N}$. Pentru generalizare, coeficienţii $a_p[\ ]$ şi $b_p[\ ]$ se consideră dependenţi de $[t$ şi $i(t)]$ pentru comportarea liniară variantă în timp, respectiv dependenţi de $[t,\ i(t)$ şi $e(t)]$ pentru comportarea neliniară. Calculul acestor coeficienţi de ponderare se bazează pe (10), respectiv (11), unde F_{k-u} se înlocuieşte cu $a_{p,k-u}$ sau $b_{p,k-u}$, iar coeficienţii de calcul $\varphi_{np\,ju\omega T}$ şi $\varphi_{np\,ju\omega N}$ se iau din tabele, la baza cărora se prezintă succesiunea etapelor din anexa 1

Modulul 4

11) Se calculează e_k sub forma liniarizată (5) în care scop se stabilesc în prealabil :

— expresia $i_k = i(t_k)$;

— numitorul comun $N = \sum_{p=0}^{n} \Delta t^{n-p} \cdot \sigma^{a_p}_{np0\omega}$;

— coeficientul de transfer în momentul t_k, notat cu g_k, conform cu (6) ;

— răspunsul liber în momentul t_k, notat cu h_k, conform cu (7) ;

Modulul 6 (opţional)

13. Se calculează (dacă este posibil şi dacă este necesar) soluţia analitică $e_{Ak} = e_A(t_k)$, reprezentînd o eventuală referinţă pentru aprecierea erorilor de aproximare numerică.

Modulul 7

14. Se extrag, pe display sau pe imprimantă momentul curent t_k şi soluţia liniarizată e_k la care se mai pot adăuga :

— eroarea absolută $\Delta e_k = e_k - e_{Ak}$;

— eroarea relativă raportată în % : $\Delta e^{\%}_{k,r} = \dfrac{\Delta e_k}{e_{Ak}} \cdot 100$;

— eroarea relativă cumulată, raportată în % (de la t_0 la t_k) :

$$\Delta e_{rc} = \frac{\sum_{k=1}^{k} |\Delta e_k|}{\sum_{k=1}^{k} |e_{Ak}|} \cdot 100.$$

Această formă de eroare se consideră un indicator sintetic deosebit de semnificativ pentru aprecierea performanţei de integrare numerică. În acest scop, fie se elimină modulul V, fie se pune condiţia $\theta = \Delta t$.

Modulul 8

15. Instrucţiunea de salt condiţionat, care asigură oprirea calculelor, dacă $t_k \geqslant t_f$.

Modulul 9

16. Asigură avansul $\Delta\theta$ al pasului de extragere a rezultatelor de calcul.

Modulul 10

17. Asigură avansul iteraţiilor regresive :

— pentru timp : $t_{k-\omega} = t_{k-(\omega-1)}$, $t_{k-(\omega-1)} = t_{k-(\omega-2)}$, . . . , $t_{k-1} = t_k$;

— pentru semnalul de intrare : $i_{k-\omega} = i_{k-(\omega-1)}$, $i_{k-(\omega-1)} = i_{k-(\omega-2)}$, . . . , $i_{k-1} = i_k$;

— pentru semnalul de ieşire : $e_{k-\omega} = e_{k-(\omega-1)}$, $e_{k-(\omega-1)} = e_{k-(\omega-2)}$ . . . , $e_{k-1} = e_k$.

De remarcat că, aceste iteraţii trebuie parcurse în succesiunea prezentată, adică se porneşte de la ultima secvenţă regresivă, care avansează la penultima secvenţă, apoi penultima secvenţă regresivă avansează la antepenultima secvenţă etc.

Această schemă logică poate fi uşor extinsă şi la sisteme de ecuaţii diferenţiale, la care se ataşează relaţii de legătură între diferite semnale, impuse de elementele de comparaţie existente în schema-bloc.

4. Exemple rulate pe calculator

Conform schemei logice generale expuse anterior, au fost programate şi rulate pe calculator (Commodore 64) un număr de 12 exemple, conţinînd ecuaţii sau sisteme de ecuaţii diferenţiale neliniare.

Pentru simplificarea prezentării, vor fi expuse detaliat, etapele de programare pentru un singur exemplu (considerat reprezentativ), conform tabelei 1 exemplul 10, cu aceeaşi succesiune numerotată a explicaţiilor.

Exemplul reprezentativ

1.1) $$\frac{t \cdot \dddot{i} + 4\ddot{i} = 2e \cdot \ddddot{e} + 8\dot{e} \cdot \dddot{e} + 6\ddot{e} \cdot \ddot{e}}{b_4 = t,\ b_3 = 4,\ a_1 = 2e,\ a_3 = 8\dot{e},\ a_2 = 6\ddot{e}}, \tag{25}$$

$$e_A = \sqrt{1 + ti}, \tag{26}$$

1.2) $t_0 = t_{k-1} = 0$; $t_f = 20$; $\Delta t = 0{,}05$;

$\theta = \Delta\theta = 0{,}5$; $\omega = 4$; $t_{k-j} = t_{k-1} - (j-1)\Delta t$,

pt. $j = 1,\ 2,\ 3,\ 4$.

1.3) $i(t) = 1 + t + t^2 + t^3 + t^4$; (27)

$i_{k-j} = 1 + t_{k-j} + t_{k-j}^2 + t_{k-j}^3 + t_{k-j}^4$; pt. $j = 1, 2, 3, 4$.

$$e_{(k-1)-} = 1\,;\quad \dot{e}_{k-1} = \frac{1}{2}\,;\quad \ddot{e}_{k-1} = \frac{3}{4}\,;$$

$$\dddot{e}_{k-1} = \frac{15}{8}\,;\quad \ddddot{e}_{k-1} = \frac{105}{16}\cdot$$

1.4) $$\tilde{e}_{k-j} = e_{(k-1)-} + \sum_{p=1}^{4} (-1)^p \cdot \frac{[(j-1)\Delta t]^p}{p!} \cdot e_{k-1}^{(p)}\,;\quad (j = 2, 3, 4). \quad (28)$$

1.5) $$\sum_{j=0}^{4} (\sigma_{44j4T}^{t} + \Delta t \cdot \sigma_{43j4L}^{4})\, i_{k-j} = \sum_{j=0}^{4} (\sigma_{44j4N}^{2e} + \Delta t \cdot \sigma_{43j4N}^{8\dot{e}} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{42j4N}^{6\ddot{e}})\, e_{k-j}. \quad (29)$$

1.6) Se declară : φ_{43j04}, $(j = 0, 1, \ldots 4)$.

Se calculează : $\sigma_{43j4L}^{4} = 4 \cdot \varphi_{43j04}$, $(j = 0, 1, \ldots 4)$.

Se declară :

φ_{44ju4T}, pt : $u = 0, 1, \ldots 4$ și $j = 0, 1, \ldots 4$

φ_{44ju4N}, φ_{43ju4N} și φ_{42ju4N}, pt : $u = 1, 2, \ldots 4$.

și $j = 0, 1, \ldots 4$.

$\delta_{pj}^{|k-l|}$, pt: $p = 1, 2$; $l = 1, 2, 3, 4$; $j = 1, 2, 3, 4$.

1.7) $$t_k = t_{k-1} + \Delta t.$$

1.8) $$\dot{e}_{k-l} \cong \frac{1}{\Delta t} \cdot \sum_{j=1}^{4} \delta_{1j}^{k-l} \cdot e_{k-j},\ \text{pt. } l = 1, 2, 3, 4\,;$$

$$\ddot{e}_{k-l} \cong \frac{1}{\Delta t^2} \cdot \sum_{j=1}^{4} \delta_{2j}^{|k-l|} \cdot e_{k-j},\ \text{pt, } l = 1, 2, 3, 4\,;$$

1.9), 1.10) $$\sigma_{44j4T}^{t} = \sum_{j=0}^{4} t_{k-j} \cdot \varphi_{44ju4T},\ \text{pentru } u = 0, 1, \ldots 4.$$

$$\sigma_{44j4N}^{2e} = \sum_{j=1}^{4} 2e_{k-j} \cdot \varphi_{44ju4N},\ \text{pentru } u = 1, 2, \ldots 4.$$

$$\sigma^{8\dot{e}} = \sum_{j=1}^{4} 8\dot{e}_{k-j} \cdot \varphi_{43ju4N},\ \text{pentru } u = 1, 2, \ldots 4.$$

$$\sigma_{44j4N}^{6\ddot{e}} = \sum_{j=1}^{4} 6\ddot{e}_{k-j} \cdot \varphi_{42ju4N},\ \text{pentru } u = 1, 2, \ldots 4.$$

1.11) $$i_k = 1 + t_k + t_k^2 + t_k^3 + t_k^4\,;$$

$$N_k = \sigma_{4404N}^{2e} + \Delta t \cdot \sigma_{4304N}^{8\dot{e}} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{4204N}^{6\ddot{e}}\,;$$

$$g_k = \frac{\sigma_{4404T}^{t} + \Delta t \cdot \sigma_{4304L}^{4}}{N_k}\,;$$

$$h_k = \frac{\sum_{j=1}^{4} [(\sigma_{44j4T}^{t} + \Delta t \cdot \sigma_{43j4L}^{4}) i_{k-j} - (\sigma_{44j4N}^{2e} + \Delta t \cdot \sigma_{43j4N}^{8\dot{e}} + \Delta t^2 \cdot \sigma_{42j4N}^{6\ddot{e}}) e_{k-j}]}{N_k}\,;$$

$$e = g_k i_k + h_k.$$

1.12) $t_k \geqslant \theta \rightarrow 1.13)$; $t_k < \theta \rightarrow 1.17)$.

1.13) $e_{Ak} = \sqrt{1 + t_k i_k}$; $\Delta e_k = e_k - e_{Ak}$;

$$\Delta e_{k,r}^{\%} = \frac{\Delta e_k}{e_{Ak}} \cdot 100.$$

1.14) $$t_k,\ e_k,\ e_{Ak},\ \Delta e_k,\ \Delta e_{k,r}^{\%}.$$

1.15) $t_k \geqslant t_f \rightarrow$ STOP ; $t_k < t_f \rightarrow 1.16)$.

1.16) $$\theta = \theta + \Delta\theta.$$

1.17) $$t_{k-4} = t_{k-3}\,;\ t_{k-3} = t_{k-2}\,;$$

$$t_{k-2} = t_{k-1}\,;\quad t_{k-1} = t_k\,;$$

$$i_{k-4} = i_{k-3}\,;\quad i_{k-3} = i_{k-2}\,;$$

$$i_{k-2} = i_{k-1}\,;\quad i_{k-1} = i_k\,;$$

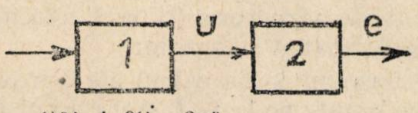
$$e_{k-4} = e_{k-3}\,;\quad e_{k-3} = e_{k-2}\,;$$

$$e_{k-2} = e_{k-1}\,;\ e_{k-1} = e_k\,;\ \rightarrow 1.7)$$

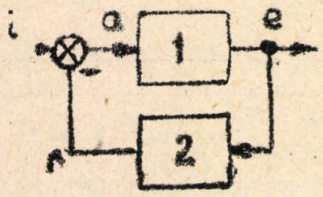
Celelalte exemple, pentru care s-au parcurs practic aceleași etape de programare, sînt expuse în tabelul 1 doar în raport cu rezultatele de calcul mai importante după cum urmează :

În ultimele două exemple s-a operat și cu expresiile echivalente ale coeficienților de transfer și ale răspunsurilor libere, ambele la momentul t_k, corespondente conexiunilor în serie, res-

Tabelul 1

EXEMPLUL	ECUAȚIA DIFERENȚIALĂ; SOLUȚIA ANALITICĂ e_A	ÎNCADRAREA ÎN TIMP	CONDIȚII INIȚIALE	REZULTATE OBȚINUTE
1	2	3	4	5
1	$9i + 9t\dot{i} = 2e\dot{e}$ $i = t;\quad e_A = 3\sqrt{ti}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}1$	$i_{k-1} = 0$ $e_{k-1} = 0$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = 10^{-8} \div 9 \cdot 10^{-6}$ $\Delta e_{kr} = (3{,}4 \cdot 10^{-7} \div 1{,}5 \cdot 10^{-5})\%$
2	ECUAȚIA BERNOULLI $2t^2\dot{e} - 4te - e^2 = 0$ $e_A = -2 \cdot t$	$t_0 = t_{k-1} = 1$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = -2$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = 6{,}5 \cdot 10^{-9} \div 5{,}5 \cdot 10^{-7}$ $\Delta e_{kr} = (3{,}1 \cdot 10^{-7} \div 1{,}4 \cdot 10^{-6})\%$
3	ECUAȚIA CLAIRAUT $\dot{e}^2 + (1 + t)\dot{e} - e = 0$ $e_A = 2 + t$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = 2$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (1{,}1 \cdot 10^{-7} \div 4 \cdot 10^{-6})$ $\Delta e_{kr} = (3{,}8 \cdot 10^{-6} \div 1{,}8 \cdot 10^{-5})\%$
4	ECUAȚIA RICCATI $\dot{e} - te^2 + 2t^2e - t^3 - 1 = 0$ $e_A = t - \frac{2}{1 + t^2}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = -2$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (2{,}7 \cdot 10^{-4} \div 2{,}4 \cdot 10^{-4})$ $\Delta e_{kr} = (4{,}7 \cdot 10^{-3} \div 1{,}2 \cdot 10^{-3})\%$
5	ECUAȚIA LAGRANGE $e = t\dot{e}^2 + \dot{e}^2$ $e_A = 1 + t$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = -1$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (1{,}9 \cdot 10^{-9} \div 3{,}4 \cdot 10^{-6})$ $\Delta e_{kr} = (9{,}3 \cdot 10^{-8} \div 1{,}6 \cdot 10^{-5})\%$
6	$2\dot{i} + t\ddot{i} = 32\dot{e}\dot{e} + 32e\ddot{e}$ $i = t^2;\quad e_A = \frac{1}{4}\sqrt{1 + ti}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = \frac{1}{4}$ $\dot{e}_{k-1} = 0$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (4 \cdot 10^{-4} \div 2{,}6 \cdot 10^{-3})$ $\Delta e_{kr} = (0{,}11 \div 0{,}012)\%$
7	$18\dot{i} + 9t\ddot{i} = 2\dot{e}\dot{e} + 2e\ddot{e}$ $i = t^3;\ e_A = 3\sqrt{ti}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}1$	$e_{k-1} = 0$ $\dot{e}_{k-1} = 0$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (1{,}2 \cdot 10^{-7} \div 2 \cdot 10^{-2})$ $\Delta e_{kr} = (4 \cdot 10^{-6} \div 1{,}6 \cdot 10^{-3})\%$
8	ECUAȚIA EULER $t^3 \cdot \dddot{e} - 3t^2\ddot{e} + 6t\dot{e} - 6e = 0$ $e_A = t + t^2 + t^3$	$t_0 = t_{k-1} = 1$ $t_f = 10$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = 3$ $\dot{e}_{k-1} = 6$ $\ddot{e}_{k-1} = 8$ $\omega = 3$	$\Delta e_k = (10^{-7} \div 4{,}4 \cdot 10^{-3})$ $\Delta e_{kr} = (2{,}1 \cdot 10^{-6} \div 4 \cdot 10^{-4})\%$
9	$3\ddot{i} + t\dot{i} = 150\,\dot{e}\ddot{e} + 50e\dddot{e}$ $i = 1 + t + t^2 + t^3$ $e_A = \frac{1}{5}\sqrt{1 + ti}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 10$ $\Delta t = 0{,}1$	$e_{k-1} = 0{,}2$ $\dot{e}_{k-1} = 0{,}10$ $\ddot{e}_{k-1} = 0{,}15$ $\omega = 4$	$\Delta e_{rc} = 0{,}042\%$
10	$4\dddot{i} + t\ddddot{i} = 6\ddot{e}\ddot{e} + 8\dot{e}\dddot{e} + 2e\ddddot{e}$ $i = 1 + t + t^2 + t^3 + t^4$ $e_A = \sqrt{1 + ti}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 10$ $\Delta t = 0{,}05$	$e_{k-1} = 1$ $\dot{e}_{k-1} = \frac{1}{2}$ $\ddot{e}_{k-1} = \frac{3}{4}$ $\dddot{e} = \frac{15}{8}$ $\omega = 4$	$\Delta e_{rc} = 0{,}063\%$
11	 1) $9i + 9t\dot{i} = 2u\ddot{u}$ 2) $18\dot{u} + 9tu = 2e\dot{e} + 2e\ddot{e}$ $i = t^2$ $u_A = 3\sqrt{1 + ti};\quad e_A = 3\sqrt{1 + tu}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}05$	$u_{k-1} = 3$ $e_{k-1} = 3$ $\dot{e}_{k-1} = 4{,}5$ $\omega = 3$	$\Delta u_k = (2{,}9 \cdot 10^{-4} \div 7 \cdot 10^{-5})$ $\Delta u_{kr} = (6{,}9 \cdot 10^{-3} \div 2{,}6 \cdot 10^{-5})\%$ $\Delta e_k = (5{,}5 \cdot 10^{-4} \div 3{,}7 \cdot 10^{-5})\%$ $\Delta e_{kr} = (8 \cdot 10^{-3} \div 1{,}7 \cdot 10^{-2})\%$

(continuare tabel 1)

1	2	3	4	5
12	 1) $2\dot{a} + t\ddot{a} = 32\dot{e}\dot{e} + 32e\ddot{e}$ 2) $e + t\dot{e} = 8r\dot{r}$ $a = i - r$ $i = t^2$ $e_A = \frac{1}{4}\sqrt{1+ta}$; $r_A = \frac{1}{2}\sqrt{1+te}$	$t_0 = t_{k-1} = 0$ $t_f = 20$ $\Delta t = 0{,}1$	$e_{k-1} = \frac{1}{4}$ $\dot{e}_{k-1} = -\frac{1}{16}$ $r_{k-1} = \frac{1}{2}$ $\omega = 3$	$\Delta a_k = (1{,}5 \cdot 10^{-5} \div 3{,}6 \cdot 10^{-6})$ $\Delta a_{kr} = (3{,}4 \cdot 10^{-3} \div 9{,}1 \cdot 10^{-7})\%$ $\Delta e_k = (8{,}7 \cdot 10^{-3} \div 3{,}7 \cdot 10^{-3})\%$ $\Delta e_{kr} = (0{,}08 \div 0{,}017)\%$ $\Delta r_k = (1{,}5 \cdot 10^{-5} \div 3{,}2 \cdot 10^{-6})$ $\Delta r_{kr} = (2{,}6 \cdot 10^{-3} \div 3{,}3 \cdot 10^{-5})$

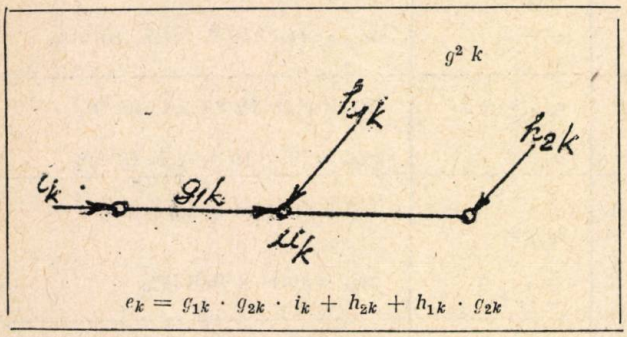


Fig. 2. Exemplul 11.

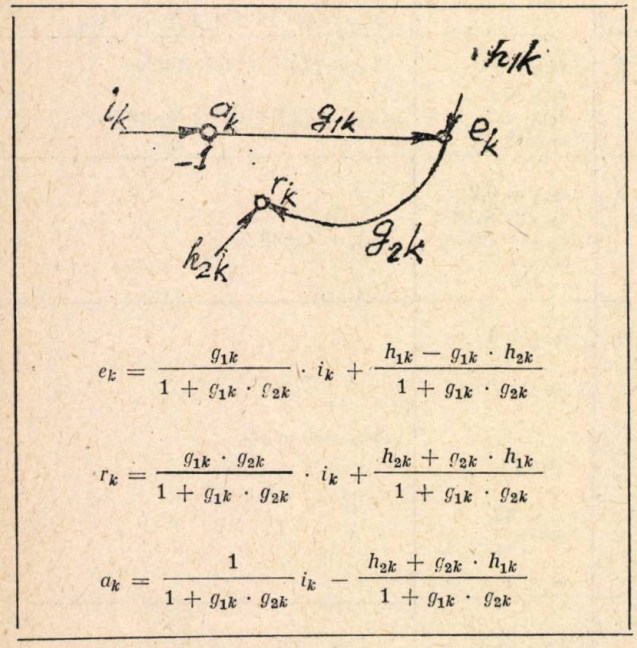


Fig. 3. Exemplul 12.

pectiv cu reacție negativă ale elementelor neliniare, așa cum s-a arătat în [1]. Ca urmare, pentru exemplul 11 se poate scrie :

$$u_k = g_{1k} \cdot i + h_{1k}, \tag{30}$$

$$e_k = g_{2k} \cdot u_k + h_{2k}, \tag{31}$$

iar pentru exemplul 12 se poate scrie :

$$e_k = g_{1k} \cdot a_k + h_{1k}, \tag{32}$$

$$r_k = g_{2k} \cdot e_k + h_{2k}, \tag{33}$$

$$a_k = i_k - r_k. \tag{34}$$

Din aceste relații se pot obține expresiile echivalente sus-amintite, precum și reprezentările aferente prin grafuri, așa cum se arată în figurile 2 și 3.

5. Concluzii

a. Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale, liniare sau neliniare, cu evidențierea coeficienților specifici g_k și h_k, reprezintă o formă unitară de studiu a sistemelor, modelate prin astfel de ecuații diferențiale, cu posibilitatea algebrizării conexiunilor pentru elementele componente acestor sisteme.

b. Coeficienții $\varphi_{npj0\omega}$, $\varphi_{npju\omega T}$ și $\varphi_{npju\omega N}$ calculați în prealabil și întabelați, precum și coeficienții de ponderare $\sigma^F_{npj\omega L}$, $\sigma^F_{npj\omega T}$ și $\sigma^F_{npj\omega N}$ care rezultă, contribuie atît la reducerea remarcabilă a volumului de calcule, cît și la simplificarea prezentării.

c. Schema logică generală este simplă, unitară și comod de implementat pe calculator, indiferent de structura (liniară sau neliniară) sau complexitatea sistemelor.

d. Performanțele de calcul ale aproximărilor numerice bazate pe L. L. I. sînt cel puțin remarcabile, chiar și pentru Δt relativ mare și ω relativ mic, cu care s-a operat în exemplele din tabelul 1.

ANEXA 1

ETAPE DE CALCUL PENTRU $\varphi_{npjs\omega}$, $\varphi_{npju\omega T}$ și $\varphi_{npju\omega N}$.

Etapele de calcul pentru $\varphi_{npjs\omega}$ din (9), pentru $\varphi_{npju\omega T}$ din (10) și pentru $\varphi_{npju\omega N}$ din (11), se bazează pe relația generală:

$$\varphi_{npj\omega} = \sum_{q=s}^{\omega} C_q^{q-s} \cdot \tau_{nq} \cdot \delta_{p+q-s,j,\omega}, \qquad (35)$$

din care, prin particularizare sau dezvoltare, rezultă:

$$\varphi_{npj\omega\omega} = \tau_{nq} \cdot \delta_{p+q,j,\omega}, \qquad (36)$$

$$\varphi_{npju\omega T} = \sum_{s=0}^{\omega} \varphi_{npjs\omega} \cdot \delta_{su\omega}, \qquad (37)$$

și: $$\varphi_{npju\omega N} = \sum_{s=0}^{\omega} \varphi_{npjs\omega} \cdot (\delta_{su\omega} + \delta_{so\omega} \cdot \varepsilon_{ou\omega}), \qquad (38)$$

așa cum au fost ele explicate și în [4].

Semnificațiile notațiilor pot fi parcurse din următoarea succesiune de relații, pe care se bazează (35), . . . (38):

a) $$\int_{t_k-\delta t}^{t_k+\delta t} \cdots \int_{n} \Psi(t)dt^n \cong \Delta t^n \cdot \sum_{q=0}^{\infty} \Delta t^q \cdot \tau_{nq} \cdot \Psi_k^{(q)}, \qquad (39)$$

unde τ_{nq} sînt coeficienții fracționari constanți, dependenți de numărul n al integrărilor repetate și de ordinul (q) al derivatei integrandului pe care-l multiplică.

b) $$\Psi_k^{(q)} = \sum_{r=0}^{q} C_q^r \cdot F_k^{(q-r)} \cdot v_k^{(p+r)}, \qquad (40)$$

unde $C_q^r = \binom{q}{r} = \dfrac{q!}{r!(q-r)!}$ reprezintă combinări de q elemente luate cîte r.

c) $$v_k^{(p+r)} \cong \frac{1}{\Delta t^{p+r}} \cdot \sum_{j=0}^{\omega} \delta_{p+r,j,\omega} \cdot v_{k-j}, \qquad (41)$$

ceea ce reprezintă aproximarea numerică a derivatei $v_k^{(p+r)} = \left(\dfrac{dv^{p+r}}{dt^{p+r}}\right)_{t_k}$, cu un număr de ω secvențe regresive $(\omega \geqslant p + r)$, iar $v_{k-j} = v(t_k - j \cdot \Delta^t t)$. Coeficienții de derivare $\delta_{p+r,j,\omega}$ sînt constante fracționare, dependente de ordinul $(p + r)$ al derivatei, de secvența regresivă j și de ultimă secvență regresivă ω.

d) $$F_k^{(q-r)} \cong \frac{1}{\Delta t^{q-r}} \cdot \sum_{s=1}^{\omega} \varepsilon_{q-r,s,\omega} \cdot F_{k-s}, \qquad (42)$$

corespunde cu extrapolarea numerică a derivatei $F_k^{(q-r)} = \left(\dfrac{dF^{q-r}}{dt^{q-r}}\right)_{t_k}$, cu un număr de ω secvențe regresive $(\omega \geqslant q - r)$, iar $F_{k-s} = F(t_k - s \cdot \Delta t)$. Coeficienții de extrapolare $\varepsilon_{q-r,s,\omega}$ sînt constante fracționare, dependente de ordinul $(q-r)$ al derivatei, de secvența regresivă s și de ultima secvență regresivă ω.

Coeficienții (35), (37) și (38) astfel calculați, au fost întabelați după următoarea grupare:

$n = 1,\ p = 0,\ \omega = 1, 2, \ldots 8;$

$p = 1,\ \omega = 1, 2, \ldots 8;$

$n = 2,\ p = 0,\ \omega = 2, 3, \ldots 8;$

$p = 1,\ \omega = 2, 3, \ldots 8;$

$p = 2,\ \omega = 2, 3, \ldots 8;$

$n = 3,\ p = 0,\ \omega = 3, 4, \ldots 8;$

$p = 1,\ \omega = 3, 4, \ldots 8;$

$p = 2,\ \omega = 3, 4, \ldots 8;$

$p = 3,\ \omega = 3, 4, \ldots 8;$

și așa mai departe, pînă la:

$$n = 8,\ p = 0, 1, \ldots 8,\ \omega = 8.$$

Toate rezultatele obținute pentru $n = 1, 2, \ldots 7$, respectiv $p = 0, 1, \ldots n$ și $\omega = n, \ldots 8$, au fost riguros verificate, așa cum se arată în capitolul 2 din [4].

În (11) pot fi necesare și expresii de aproximare numerică a derivatelor de forma:

$$v_{k-l}^{(p)} \cong \frac{1}{\Delta t^p} \sum_{j=1}^{\omega} \delta_{pj\omega}^{|k-l} \cdot v_{k-j}, \qquad (43)$$

în raport cu pivotul de timp $t_{k-l} = t_k - l \cdot \Delta t$, respectiv $v_{k-l}^{(p)} = \left(\dfrac{d^p v}{dt^p}\right)$, pentru $l = 1, 2, \ldots \omega$. Și în acest caz coeficienții fracționari $\delta_{pj\omega}^{|k-l}$ au fost calculați și întabelați, pentru $p \leqslant \omega \leqslant 8$, unde $p = 1, 2, \ldots 8$.

Bibliografie

[1] *Coloși, T., Darie, S., Danca, M.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale, cu aplicații în teoria sistemelor automate și electrotehnică. Revista Electrotehnică, Electronică, Aumtomatică Nr. 3/IV. 1988.

[2] *Coloși, T., Darie, S., Leția, T., Bikfalvi,* P. Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: condiții inițiale și startul calculelor. Revista Electrotehnică, Electronică, Automatică Nr. 1/I. 1989.

[3] *Coloși, T., Darie, S., Vancea, A., Leția, T., Bikfalvi, P., Hurubă Dana.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: exemple rulate pe calculator. Revista Electrotehnică, Electronică, Automatică. București.

[4] *Coloși, T., Vancea, A., Feștilă, Cl., Leția, T., Hurubă Dana.* Liniarizarea local-iterativă a soluției ecuațiilor diferențiale: coeficienții $\sigma_{npj\omega}^{F}$ pentru forme liniare și neliniare.

Materiale electroizolante de natură fibroasă. Caracteristici de regim tranzitoriu la solicitarea de tracțiune

ROMEO CIOBANU, DANA BĂLAN* — IAȘI

Introducere

Tehnologiile moderne de prelucrare a semifabricatelor electroizolante fibroase: impregnare, stratificare, înfășurare, filare etc., utilizate în scopul obținerii de componente și produse dielectrice impun o analiză detaliată a elasticității materialelor și a capacității de răspuns la solicitarea de tracțiune.

Din studiul reologic al nețesutelor obținute din fibre naturale și sintetice: celuloză, polietilenă, vîscoză, asbest, sticlă etc., pe cale umedă se evidențiază o comportare neideală a acestora, de tip vîscoelastic, la solicitările mecanice [1].

1. Modele teoretice și materializarea acestora

Analiza teoretică pe baza modelelor mecanice clasice [2, 3, 4], este dificilă, caracteristicile de răspuns se obțin laborios și nu aproximează cel mai exact caracteristicile obținute experimental. De aceea lucrarea apelează la asimilarea caracteristicilor reologice experimentale cu caracteristici de răspuns la regim tranzitoriu ale circuitelor electrice simple tip RLC, a căror analiză este bine fundamentată teoretic [4]. Pe baza unei scheme electrice studiate se poate concepe un model mecano-reologic, avînd în vedere posibila echivalare a următoarelor caracteristici:

— efort la alungire σ; — intensitatea curentului I;

— deformația ε; — tensiunea U;

— modulul de elasticitate Young, E; —conductanță $1/R$;

— vîscozitate dinamică η — capacitate C;

și relațiile omoloage:

— corp ideal elastic: $U = R \cdot I$; $\varepsilon = \frac{1}{E}\sigma$;

— corp ideal vîscos: $I = C \cdot dU/dt$; $\sigma = \eta d\varepsilon/dt$.

Aparatul propus pentru prelevarea datelor experimentale de răspuns la solicitarea-treaptă de alungire pentru produsele de tip papetar este redată în figura 1.

Partea mecanică cuprinde următoarele părți componente: *1* — bucșă fixare ax fix; *2* — axul fix cu repere corespunzătoare lungimilor standardizate ale epruvetelor (100, 150, 250 mm); *3* — epruvetă; *4* — cleme de prindere specializate pentru sorturi de epruvete considerat (plăci, tuburi, stratificate, cartoane ondulate, sfori etc.); *5* — cap declanșator; *6* — opritor; *7* — bucșă cu bile recirculabile; *8* — ax mobil; *9*, *10* — traductoare; *11* — suport bucșe; *12* — batiu; *13* — rolă scripete; *14* — fir inextensibil; *15* — amortizor; *16* —platan; *17* — greutăți-etalon.

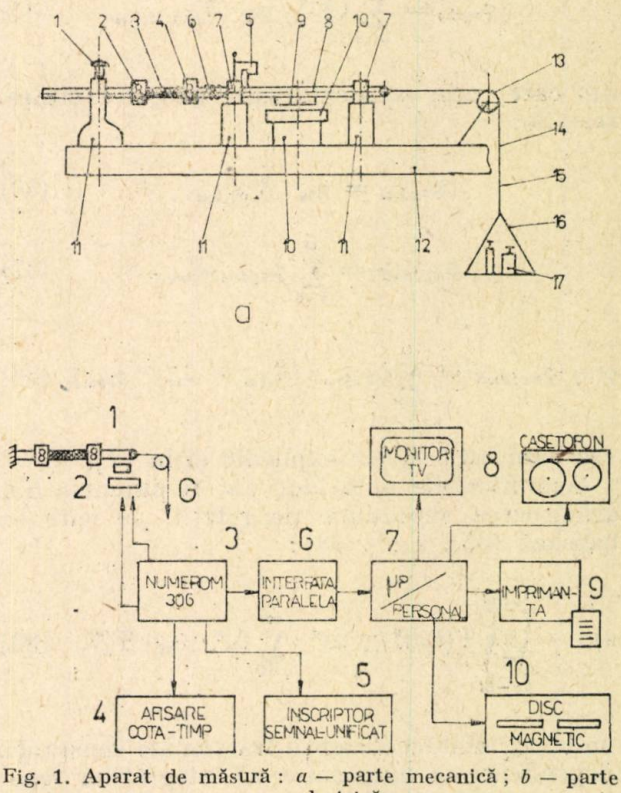


Fig. 1. Aparat de măsură: *a* — parte mecanică; *b* — parte electrică.

Partea electrică cuprinde următoarele părți componente: *1* — declanșator electromagnetic destinat funcționării în regim intermitent (15 secunde lucru/10 minute pauză); *2* — traductoare de distanță tip inductosin riglă și cursor; *3* — dispozitiv NUMEROM-306 modificat în scopul prelucrării numerice a datelor și generării de semnal unic măsură-declanșare; *4* — dispozitiv de afișare cotă-timp; *5* — inscriptor de test cu intrare în semnal unificat 2—10 mA. cc.; *6*— interfață paralelă programabilă specializată, *7—10* — sistem microprocesor cu anexe.

Este prevăzută posibilitatea funcționării separate a dispozitivului declanșare-măsurare

* Asist. ing. *Ciobanu, R.*, conf. dr. ing. *Bălan, D.*— Institutul Politehnic— Iași.

— afișare față de partea de prelucrare pe calculator a datelor, astfel încît să se poată introduce programul și inițializa separat partea logică de măsură; defectarea părții logice permite lucrul cu aparatul în regim manual, citirea se face direct de pe NUMEROM și eșantionarea timpului se realizează cu cronometrul.

Posibilitățile de extindere electronico-informatice sînt următoarele:

— comanda de la microprocesor transferă selectiv în memoria calculatorului prin portul de ieșire a cîte 8 biți (corespunzător la 2 cifre zecimale) din cei 24 biți preluați de la NUMEROM prin cele 3 porturi de intrare ale interfeței paralele programabile;

— modul de prelevare a datelor (viteză, durata între două măsurători, timp total de acces), modul de prelucrare a acestora (obținerea directă a caracteristicilor calculul coeficienților, trasarea tangentelor și aproximarea asimptotelor, transformarea unităților de măsură), cît și semnalele de operare (început-sfîrșit de măsură, avarie-rupere probă, limită de saturație, sfîrșit de operare) se realizează pe bază de program în limbaj mașină;

— intercuplarea cu calculatorul și anexele acestuia permite utilizarea de programe specializate de corelare a caracteristicilor vîscoelastice cu alte caracteristici tehnologice, realizarea de bănci de date tehnologico-rețetare pentru produse papetare, compararea la regimuri diferite de solicitare, modelări mecano-reologice ideale și comparative etc.

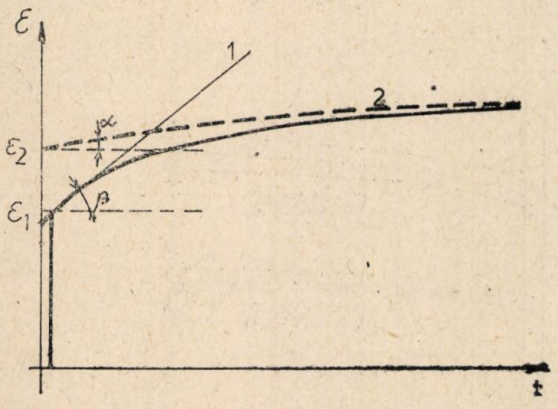


Fig. 2. Caracteristică reologică experimentală: *1* — tangenta pentru $t \to 0$; *2* — asimptota pentru $t \to \infty$.

Pentru cazul concret al materialelor realizate din fibre celulozice caracteristicile sînt de tipul prezentat în figura 2, pentru care cea mai adecvată schemă echivalentă electrică este cea prezentată în figura 3. Trecerea la varianta reologică pe baza notațiilor anterioare, are semnificație fizică intuitivă, regăsindu-se unul dintre modelele teoretice clasice mecanice — modelul Burger, figura 4, recomandat și pentru alte tipuri de produse cu comportare vîsco-elastică: piei crude, textile, nețesute, compozite fibroase [5, 6].

Pe baza caracteristicilor trasate experimental și a modelului Burger, cel mai fidel în aproximarea acestui tip de caracteristici, se întocmește un algoritm simplu de calcul, care este o bază de obținere a parametrilor de material, fie manual, fie prin sistem calculator:

$$E_1 = \frac{\sigma_0}{\varepsilon_1}\ ;\quad \eta_1 = \frac{\sigma_0}{\mathrm{tg}\alpha}\ ;\quad E_2 = \frac{\sigma_0}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}\ ;$$

$$\eta_2 = \frac{\sigma_0}{\mathrm{tg}\beta - \mathrm{tg}\alpha}\ , \qquad (1)$$

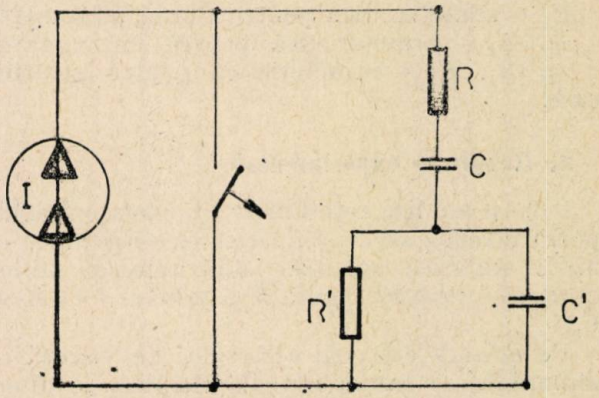


Fig. 3. Model electric.

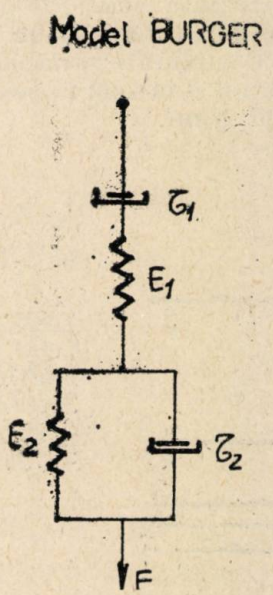


Fig. 4. Model mecanic Burger.

unde $\sigma_0 = K \cdot \sigma_R$, σ_R — rezistența la rupere prin alungire, $K = 0,4 \ldots 0,8$ și constanta timp de relaxare: $\tau = \eta_2/E_2$ [7].

Ecuaţia matematică de răspuns la semnal treaptă este de forma :

$$U_{(t)} = RI + \frac{I}{C}t + R'I'\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R'C'}\right)\right), \quad (2)$$

$$\varepsilon_{(t)} = \frac{\sigma_0}{E_1} + \frac{\sigma_0}{\eta_1}t + \frac{\sigma_0}{E_2}\left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\delta}\right)\right).$$

Din punct de vedere tehnologic pentru fiecare tip de semifabricat fibros se recomandă un anume mod de comportare pe fluxul de fabricaţie, ceea ce implică o selecţie reţetară pretehnologică pe baza următoarelor caracteristici vîsco-elastice :

E_1 — caracteristică pentru filare, înfăşurare ;

η_1, E_2 — caracteristică pentru impregnare ;

η_1, E_1, E_2 — caracteristică pentru stratificare.

2. Rezultate experimentale

Pentru analiza reţetară se dă exemplul comportării reologice a produselor electrotehnice — hîrtii sintetice realizate din amestec fibros celuloză—vîscoză, figura 5 şi tabelul 1 la $K = 0{,}75$.

Pe măsura creşterii adaosului de vîscoză se îmbunătăţesc caracteristicile elastice, se diminuează curgerea vîscoasă şi se observă fenomene specifice de postacţiune şi relaxare. Se consideră optimă valoarea de 20% vîscoză la o lungime a fibrei de 4,5—6 mm.

În contextul analizei de fiabilitate în regim termic se analizează comportarea unor hîrtii electrotehnice de 70 g/m², la un nivel de solicitare de 105°C cu durate variabile de : 72, 100, 150, ore, figura 6 şi tabelul 2, pentru $K = 0{,}75$ şi $\sigma_R = 7 \cdot 10^7$ N/m².

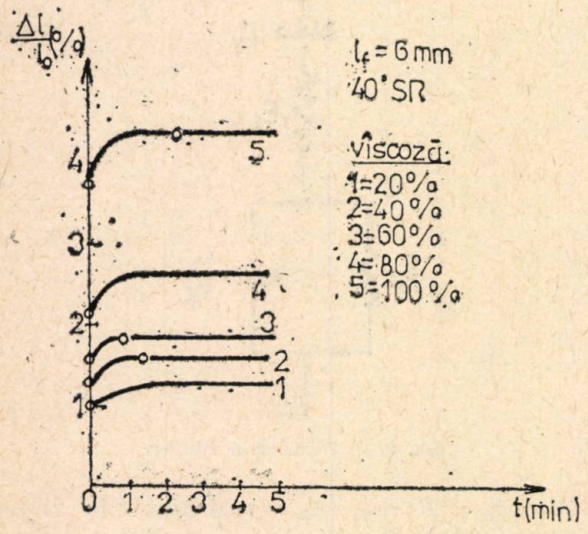


Fig. 5. Caracteristici experimentale pentru hîrtii sintetice

Tabelul 1

Analiza reţetară a

Nr. ctr.	Vîscoză (%)	E_1	E_2	η_1	η_2	τ	σ_R
	(%)	10^9Pa	10^9 Pa	10^9 Pas	10^9 Pas	s	10^7 N/m²
1.	20	8	13,5	9 800	15	1,11	3,6
2.	40	3,5	3,9	—	48	12,3	2,1
3.	60	2,13	2,25	—	150	67	1,5
4.	80	1,06	0,94	—	370	394	1
5.	100	0,53	0,67	—	750	1119	0,9

Tabelul 1

Analiză reţetară b

Nr. crt.	Lungimea fibrei, mm	E^1, 10^9 Pa	E^2, 10^9 Pa	η^1, 10^9 Pas	η^2, 10^9 Pas	τ, s	σ_R, 10^7 N/m
1.	3	1,92	4	—	200	50	1
2.	4,5	2,16	3	—	80	26,7	1,2
3.	6	2,28	3,5	—	93	26,6	1,4
4.	7,5	2,48	6	—	120	20	1,2
5.	9	3,36	5	—	205	41	1

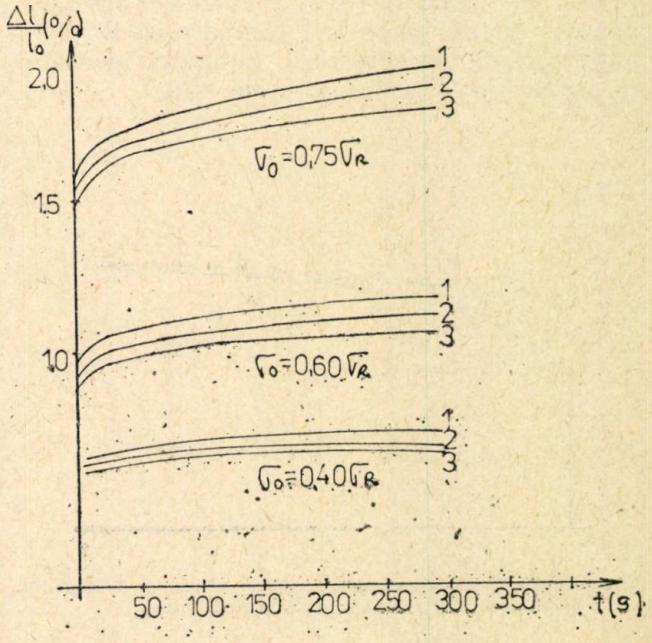


Fig. 6. Caracteristicile experimentale pentru hîrtii electrotehnice : *1* — 72 h la 105°C ; *2* — 100h la 105°C ; *3* — 150h la 105°C.

Produsele papetare manifestă alungire elastică şi curgere vîscoasă cu fenomene de relaxare şi postacţiune minime.

Solicitarea termică determină diminuarea caracteristicilor elastice, anulează curgerea vîscoasă şi duce la creşterea constantei de relaxare, ceea ce face ca preluarea elastică a efortului

să se realizeze viscoelastic și ruperea dinamică să se transforme în rupere de saturație, staționară. Fenomenul specific de rupere la tracțiune nu se păstrează pe parcursul solicitării

Tabelul 2

Analiza fiabilității

Nr. crt.	Durata, ore	E_1, 10^9Pa	E_2, 10^9Pa	η_1, 10^9 Pas	η_2, 10^9 Pas	τ, s
1.	72	4,35	17,5	320	210	12
2.	100	4,41	14	510	250	17,9
3.	150	4,67	9,3	975	340	36,6

termice, ceea ce face improprie folosirea alungirii la rupere drept parametru fiabilistic necesar exprimării durabilității pe baza unor ecuații de tip Arrhenius. În acest caz condiția esențială pentru realizarea unui program corect de încercări accelerate nu este respectată, mecanismul distrucției nu se păstrează pe durata solicitării.

Avînd în vedere actuala preocupare de stabilire a unor parametri reologici specifici pentru exprimarea solicitării în ecuații de degradare de tip Arhenius, lucrarea propune alegerea parametrului elastic E_1 (în locul alungirii la rupere) care exprimă cel mai fidel comportarea în regim termic a materialelor fibroase.

3. Concluzii

1. Se poate realiza un dispozitiv pentru determinarea parametrilor elastici ai produselor fibroase papetare care să calculeze, pe bază de model, coeficienții specifici deformațiilor vîscoelastice pornind de la curbe de fluaj experimentale.

2. Analiza este importantă la nivel de tehnolog prin sistematizarea valorilor caracteristicilor în funcție de parametrii și fazele proceselor de fabricare sau utilizare, materiile prime condițiile de mediu, dimensiunile și formele epruvetelor etc.

3. Pornind de la o bază de date anterioare se poate exprima orice variantă tehnologică capabilă să realizeze parametrii elastici minimi impuși.

4. Procedeul permite analiza corelației între caracteristicile de fluaj și parametrii calitativi chimici, fizico-mecanici sau dielectrici, fiind necesar la nivel de utilizator pentru obținerea de caracteristici și funcționalități noi.

5. Avînd în vedere preocupările actuale pentru caracterizarea fiabilității produselor pe baza diminuării unor caracteristici de calitate se poate utiliza concret parametrul elastic E_1, determinabil prin această metodă, avînd în vedere fidelitatea cu care acesta exprimă îmbătrînirea produselor fibroase papetare.

Bibliografie

[1] *Poppel, E.* Reologie, I. P. Iași, Rotaprint, 1972.
[2] *Poppel, E., Ciovică, S.* Zellstoff und papier, **33**, nr. 6, 1984 p. 229.
[3] *Mason, S.* The rheology of paper. Pulp and paper magazine of Canada, 49, nr. 3, 1984.
[4] *Potsche, P.* Teza de doctorat, Dresda, 1988.
[5] *Istvan, D., Layos, B.* Bor Es Cipotechnika, **37** nr. 5, 1987, p. 160.
[6] *Istvan, D., Layos, B.* Bor Es Cipotechnika, nr. 3, **36** 1986, p. 86.
[7] *Ciobanu, R.* Dosar OSIM, 1990, nr. 144139.

BOBINE CU MIEZ DE FERITĂ
SCHEMĂ ELECTRICĂ UNIPORT

Asupra schemei echivalente a bobinelor cu miez de ferită magnetic moale, cu parametri independenți de frecvență

DANA BĂLAN, TRAIAN BĂLAN* — IAȘI

Introducere

Feritele magnetice moi sînt larg răspîndite în electrotehnică, datorită valorilor ridicate ale permeabilității magnetice și ale pierderilor mici la frecvențe ridicate.

Studiul și utilizarea acestor ferite se face pe baza caracteristicilor experimentale utilizînd modele — scheme echivalente serie sau paralel, iar proiectarea circuitelor magnetice cuprinde o serie de parametri de material și coeficienți numerici, variabili în anumite domenii de frecvență.

Stabilirea unor scheme echivalente, ale căror caracteristici de frecvență să fie cît mai apropiate de caracteristicile experimentale, permite utilizarea optimă a acestora atît în regim periodic permanent sinusoidal (RPPS), cît mai ales în regimurile limită — nesinusoidale (RPPN), larg întîlnite în tehnica curenților slabi.

Bobinele și transformatoarele dispozitivelor electronice ce funcționează în medie și înaltă frecvență, sînt realizate pe miezuri de ferită, astfel calculate încît să corespundă din punct de vedere al pierderilor necesităților schemei.

În diferitele metode de proiectare și studiu [1, 2] se acceptă ca element de caracterizare a bobinelor cu miez de ferită, factorul de calitate Q definit pe baza schemei electrice echivalente serie, figura 1, în care :

R_ω — rezistența înfășurării bobinei în c. a.,

R_m — rezistența echivalentă pierderilor în miezul magnetic, L — inductanță liniară. Dacă se notează cu Q_ω și Q_m, definiți ca factori de calitate al înfășurării și al miezului :

$$Q_\omega = \frac{\omega L}{R_\omega}; \quad Q_m = \frac{\omega L}{R_m}. \tag{1}$$

se obține pentru factorul de calitate Q, expresia :

$$Q = \frac{Q_m \cdot Q_\omega}{Q_m + Q_\omega}. \tag{2}$$

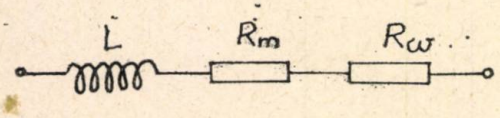


Fig. 1

Pierderile reflectate de Q_m sînt cele prin histerezis, de relaxare a pereților domeniilor de magnetizare, iar la frecvențe ridicate prin rezonanță giromagnetică.

Q_m poate fi exprimat în funcție de unghiul de pierderi magnetice, deci de o caracteristică a materialului, ce depinde de structura și natura acestuia, de frecvență și de temperatură.

Caracteristicile experimentale tg $\delta_m(\omega)$ la temperatură constantă nu pot fi reproduse folosindu-se schema echivalentă de tip serie sau paralel, rezistența R_m fiind neliniară, iar în domeniul de absorbție apărînd și o scădere pronunțată a permeabilității magnetice.

Schema electrică echivalentă miezului de ferită magnetic moale cu parametrii independenți de frecvență

Caracteristicile de frecvență ale permeabilității complexe $\mu_r'(\omega)$ $\mu_r''(\omega)$ — permeabilitatea relativă elastică, respectiv de atenuare, și tg $\delta_m(\omega)$, pentru ferite magnetic moi [3] 4%, figura 2, sînt extrem de asemănătoare caracteristicilor $\varepsilon_r'(\omega)$, $\varepsilon_r''(\omega)$, tg $\delta(\omega)$ respectiv permitivităților relative elastice și de atenuare, ale dielectricilor polari lichizi omogeni [5], astfel încît se propune, pentru miezul de ferită al bobinei cu pierderi, o schemă echivalentă mixtă, cu parametri independenți de frecvență, figura 3 [6].

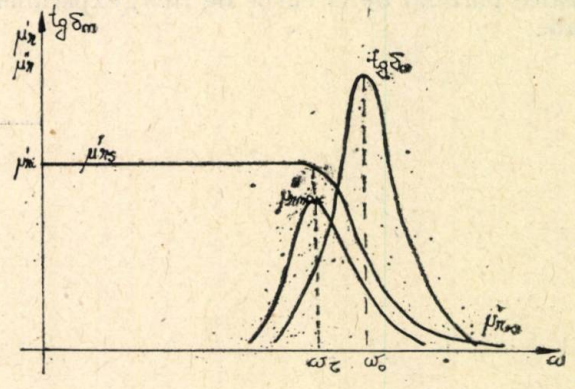


Fig. 2

Definindu-se, analog dielectricilor polari omogeni, o serie de parametri ca :

L_0 — inductivitatea bobinei în aer,

μ_{rs}' — permeabilitatea relativă elastică statică, în domeniul frecvențelor joase. Lucrîn-

* Conf. dr. ing. *Bălan, D.*, conf. dr. ing. *Bălan, T.* — Fac. de Electrotehnică, Institutul Politehnic Iași.

du-se în cîmpuri magnetice mici, valoarea acesteia este identică cu a permeabilității relative inițiale din cataloagele existente, $\mu'_{rs} \cong \mu'_{ri}$. Valoarea sa rămîne constantă pînă la începutul domeniului de dispersie, la $\omega = \omega_\tau$, cînd începe a scădea rapid;

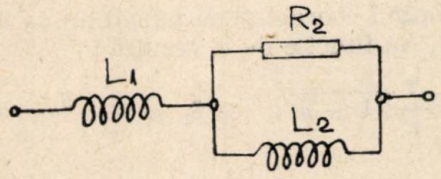


Fig. 3

— permeabilitatea relativă elastică a materialului magnetic în domeniul frecvențelor foarte înalte — cu 1 . . . 2 ordine de mărime mai mari decît frecvențele corespunzătoare domeniului de dispersie. Este necesar de precizat că din cauza rezonanței giromagnetice, la frecvențe foarte mari, valoarea acestei permeabilități relative poate fi subunitară [3]:

$\tau = L_2/R_2$ — timpul de relaxare a miezului magnetic,

ω_0 — pulsația pentru care $\operatorname{tg} \delta_m(\omega)$ prezintă valoarea maximă, la mijlocul intervalului de dispersie. Ca observație se poate nota că $\omega_0 > \omega_\tau$.

Egalînd impedanța complexă cu impedanța schemei, în condițiile în care fenomenologic:

$$\mu'_{rs} = \frac{L_1 + L_2}{L_0}; \quad \mu'_{r\infty} = \frac{L_1}{L_0}, \tag{3}$$

se obțin, pentru componentele permeabilității complexe și $\operatorname{tg} \delta_m$, expresiile:

$$\mu'_r(\omega) = \mu'_{r\infty} + \frac{\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty}}{1 + \omega^2\tau^2};$$

$$\mu''_r(\omega) = \frac{(\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty})\,\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}, \tag{4}$$

$$\operatorname{tg} \delta_m(\omega) = \frac{\mu''_r(\omega)}{\mu'_r(\omega)} = \frac{(\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty})\,\omega\tau}{\mu'_{rs} + \omega^2\tau^2\mu'_{r\infty}}, \tag{5}$$

ce pun în evidență caracterul independent de frecvență al parametrilor schemei echivalente.

Relațiile obținute din schema echivalentă justifică observațiile teoretice și experimentale din studiul caracteristicilor de frecvență, la temperatură constantă, ale miezurilor magnetice din ferită moale:

— caracteristicile $\mu'_r(\omega)$, $\mu''_r(\omega)$ și $\operatorname{tg} \delta_m(\omega)$ aproximează corect caracteristicile de frecvență experimentale din figura 2;

— permeabilitatea relativă elastică $\mu'_r(\omega)$ este aproximativ constantă și egală cu permeabilitatea relativă inițială, $\mu'_{rs} \simeq \mu'_{ri}$, într-un domeniu larg de frecvență în care $\omega^2\tau^2$ este neglijabil. La creșterea frecvenței $\omega \to \infty$, $\mu'_r(\omega) \to \mu'_{r\infty}$, trecerea între cele două valori, realizîndu-se în zona de dispersie;

— permeabilitatea relativă de atenuare (vîscoasă), $\mu''_r(\omega)$, prezintă un maxim pentru $\omega_\tau = 1/\tau$, (începutul domeniului de dispersie) și are valoarea maximă:

$$\mu''_{r\,max} = \frac{\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty}}{2} \cong \frac{\mu'_{rs}}{2} = \frac{\mu'_{ri}}{2}, \tag{6}$$

observație binecunoscută în literatura de specialitate. Aproximația este valabilă, întrucît de exemplu $\mu'_{rs} = 100 \ldots 2\,000$, iar $\mu'_{r\infty} \leqslant 1$;

— caracteristica $\operatorname{tg} \delta_m(\omega)$ prezintă un maxim $\operatorname{tg} \delta_0$, pentru:

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau}\sqrt{\frac{\mu'_{rs}}{\mu'_{r\infty}}}, \tag{7}$$

cu valoarea:

$$\operatorname{tg} \delta_0 = \operatorname{tg} \delta_m(\omega_0) = \frac{\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty}}{2\sqrt{\mu'_{rs} \cdot \mu'_{r\infty}}}. \tag{8}$$

Se observă cu ușurință că $\omega_0 > \omega_\tau$, de obicei:

$$\omega_0 = (10 \ldots 50)\omega_\tau.$$

— o altă observație experimentală ce se poate regăsi este aceea că feritele ce au permeabilitatea relativă inițială μ'_{ri} mare, nu pot lucra la frecvențe mari (creșterea μ'_{ri} scade frecvența de lucru). Dacă ω_τ este pulsația maximă teoretică de lucru (pînă la care $\mu'_r = \mu'_{ri}$)

$$\text{și } \omega_\tau = \frac{1}{\tau} = \frac{R_2}{L_2};$$

$$L_2 = L_0(\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty}) \cong L_0\mu'_{rs} = L_0\mu'_{ri}, \tag{9}$$

atunci orice creștere a valorii μ'_{ri} duce la micșorarea pulsației ω_τ, deci a frecvențelor maxim admisibile de lucru.

Schema electrică de tip uniport, echivalentă bobinei cu miez de ferită moale poate fi completată ca în figura 4, unde s-au notat cu:

C — capacitatea distribuită între spirele înfășurării (de ordinul pF);

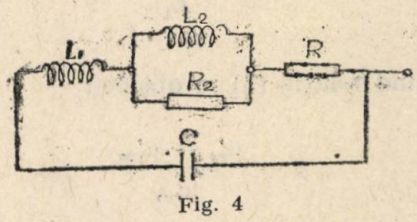


Fig. 4

R_ω — rezistența echivalentă conductoarelor, ce include toate pierderile care pot fi puse în evidență în regim nestaționar și anume: rezistența ohmică proprie a conductorului, creșterea de rezistență în cîmpurile de frecvență ridicată și creșterea de rezistență echivalentă pierderilor introduse de conductibilitatea dielectricului condensatorului constituit de spirele înfășurării;

L_1 — inductivitatea echivalentă bobinei cu miez, în domeniul frecvențelor foarte mari;

L_2 — inductivitate echivalentă suplimentară care permite evaluarea inductanței bobinei $(L_1 + L_2)$ la frecvențe joase;

R_2 — rezistență echivalentă pierderilor în miezul de ferită, astfel aleasă încît să corespundă timpului de relaxare.

Este de observat că în ciuda caracterului dual evident al miezurilor de ferită magnetic moale și a dielectricilor polari omogeni, parametrii schemei echivalente în cazul bobinelor se definesc mai greu în funcție de fenomenul fizic concret — datorită fenomenelor de magnetizare mai complexă.

Determinarea parametrilor schemei electrice echivalente miezului de ferită magnetic moale

În cazul aplicațiilor inginerești, procesele complexe de pierderi în ferite sînt estimate prin cele două componente ale permeabilității complexe, $\mu_r'(\omega)$ și $\mu_r''(\omega)$, secondate sau nu cu $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$ și ca atare, în cataloagele feritelor [2, 9] sînt caracterizate într-unul din următoarele moduri:

— se dau caracteristicile $\mu_r'(\omega)$ și $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$;

— se dau caracteristicile $\mu_r'(\omega)$ și $\mu_r''(\omega)$;

— se dau caracteristicile μ_{ri}' și $\operatorname{tg}\delta_m/\mu_{ri}$.

Parametrii L_1, L_2, R_2 ai schemei din figura 3 se pot determina prin algoritmi adecvați datelor din catalog sau obținute în urma măsurătorilor cu ajutorul Q-metrelor. Se presupune cunoscută inductanța bobinei în aer L_0, determinată prin calcul sau prin măsurători.

a. Determinarea parametrilor schemei echivalente în cazul în care se cunosc $\mu_r'(\omega)$ și $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$.

Se determină, pe caracteristica $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$, cu o precizie cît mai bună, coordonatele maximului, $(\omega_0$ și $\operatorname{tg}\delta_0)$ și se notează:

$$y = \frac{L_2}{L_1}. \tag{10}$$

Folosind relația (3) se obține:

$$y = \frac{\mu_{rs}' - \mu_{r\infty}'}{\mu_{r\infty}'}. \tag{11}$$

Cu aceste notații expresia (5) devine:

$$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{\omega\tau L_2}{L_1(1+\omega^2\tau^2) + L_2} = \frac{\omega\cdot\tau\cdot y}{1 + y + \omega^2\tau^2}. \tag{12}$$

Varianta I

Exprimînd coordonatele punctului de maxim $(\omega_0, \operatorname{tg}\delta_0)$ în funcție de y, rezultă:

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau}\sqrt{1+y}\ ; \quad \operatorname{tg}\delta_0 = \frac{y}{2\sqrt{1+y}}. \tag{13}$$

Se rezolvă sistemul de ecuații (13) în raport cu τ și y și se obține:

$$y = 2\cdot\operatorname{tg}\delta_0(\operatorname{tg}\delta_0 + \sqrt{\operatorname{tg}^2\delta_0 + 1}), \tag{14}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{1 + 2\operatorname{tg}^2\delta_0 + 2\operatorname{tg}\delta_0\sqrt{\operatorname{tg}^2\delta_0 + 1}}.$$

Parametrii elementelor schemei echivalente exprimați în funcție de τ și y, se pot scrie sub forma:

$$L_1 = \frac{\mu_{rs}' L_0}{1+y}\ ; \quad L_2 = yL_1\ ; \quad R_2 = \frac{L_2}{\tau}. \tag{15}$$

În relația anterioară intervine μ_{rs}' ce se poate determina din caracteristica $\mu_r'(\omega)$, în joasă frecvență și anume:

$$\mu_{rs}' = \mu_{ri}' = \mu_r'(\omega), \qquad \omega \ll \omega_0. \tag{16}$$

Varianta II

Pe caracteristica $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$ se aleg două puncte care încadrează maximul și ale căror coordonate sînt $(\omega_1, \operatorname{tg}\delta_{m1})$ și $(\omega_2, \operatorname{tg}\delta_{m2})$. Aceste puncte trebuie să aparțină caracteristicii (12) în care τ și y sînt necunoscute ce se pot determina prin metoda punctelor de coincidență, rezolvînd sistemul:

$$\operatorname{tg}\delta_{m1} = \frac{\omega_1\tau y}{1 + y + \omega^2\tau^2}\ ; \quad \operatorname{tg}\delta_{m2} = \frac{\omega_2\tau y}{1 + y + \omega^2\tau^2}. \tag{17}$$

Varianta III

Se consideră determinate coordonatele maximului $\operatorname{tg}\delta_m(\omega)$, $(\omega_0, \operatorname{tg}\delta_0)$ și valoarea $\mu_{rs}' = \mu_r'(\omega)$ pentru frecvențe joase. Dacă elementele schemei echivalente se exprimă cu ajutorul relațiilor (18), funcție de μ_{rs}', $\mu_{r\infty}'$ și ω_0:

$$L_1 = L_0\cdot\mu_{r\infty}'\ ; \quad L_2 = L_0(\mu_{rs}' - \mu_{r\infty}'), \tag{18}$$

$$R_2 = \frac{L_0(\mu_{rs}' - \mu_{r\infty}')}{\tau} = \omega_0 L_0\sqrt{\frac{\mu_{r\infty}'}{\mu_{rs}'}}\cdot(\mu_{rs}' - \mu_{r\infty}'),$$

atunci $\mu'_{r\infty}$ se obține ca soluție a ecuației:

$$\mu'^2_{r\infty} - 2(\mu'_{rs} + 2\mu'_{rs}\mathrm{tg}^2\delta_0)\,\mu'_{r\infty} + \mu'^2_{rs} = 0. \quad (19)$$

Cu titlul de observație trebuie de subliniată necesitatea cunoașterii coordonatelor $(\omega_0, \mathrm{tg}\delta_0)$ cu precizie suficient de ridicată.

Varianta IV

Dacă în relația (8) se consideră $\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty} \cong \mu'_{rs}$, atunci se obține, cu o aproximare satisfăcătoare:

$$\mu'_{r\infty} = \frac{1}{4}\,\frac{\mu'_{rs}}{\mathrm{tg}^2\delta_0}. \quad (20)$$

b. Determinarea parametrilor schemei echivalente în cazul în care se cunosc caracteristicile $\mu'_r(\omega)$ și $\mu''_r(\omega)$

Se determină pe caracteristica $\mu''_r(\omega)$ pulsația de relaxare $\omega_\tau = 1/\tau$, corespunzătoare valorii maxime a componentei $\mu''_{r\,\max}$. Dacă $\mu'_{rs} = \mu'_{ri} = \mu'_r(\omega)$, pentru o pulsație ω suficient de mică, atunci:

$$\mu''_{r\,\max} = \frac{\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty}}{2} = \frac{L_2}{2L_0} \quad (21)$$

care împreună cu $\omega_\tau = 1/\tau$, conduce la:

$$L_2 = 2L_0\mu''_{r\,\max}; \quad R_2 = \omega_\tau L_2;$$

$$L_1 = L_0\mu'_{rs} - L_2 = L_0\mu'_{rs} - 2L_0\mu''_{r\,\max}. \quad (22)$$

c) Determinarea parametrilor schemei echivalente în cazul în care se cunosc caracteristicile $\mu'_r(\omega)$ și $\mathrm{tg}\delta_m/\mu'_{ri}$

Considerînd $\mu'_{rs} = \mu'_{ri} = \mu'_r(\omega)$ la pulsația $\omega \ll \omega_0$, se aleg două puncte pe caracteristica $\mathrm{tg}\delta_m/\mu'_{ri}$, de coordonate:

$$(\omega_1, \mathrm{tg}\,\delta_m/\mu'_{ri}\big|_{\omega_1}); \quad (\omega_2, \mathrm{tg}\delta_m/\mu'_{ri}\big|_{\omega_2}). \quad (23)$$

Prin împărțirea relațiilor (5) la (4), se obține

$$\frac{\mathrm{tg}\,\delta_m}{\mu'_{ri}} = \frac{(\mu'_{rs} - \mu'_{r\infty})(1 + \omega^2\tau^2)\omega\tau}{\mu'_{rs} + \omega^2\tau^2\mu'_{r\infty}}, \quad (24)$$

în care τ și $\mu'_{r\infty}$, mărimi necunoscute, se determină prin metoda punctelor de coincidență. Parametrii schemei echivalente se determină cu ajutorul relațiilor (14), cu y dat de (11).

În tabelele I și II sînt indicați parametrii schemei electrice echivalente miezurilor de ferită fabricate în țara noastră, de tip A-3 și A-5, la care s-a adoptat $L_0 = 10^{-5}$ H, pentru diferite variante de lucru ale metodei (*a*).

Tabelu 1

Parametrii schemei echivalente miezurilor din ferită tip A3, România, ($L_0 = 10^{-5}$ H).

Nr.	Mărimea fizică		Formula de calcul	Varianta de calcul (*a*)		
				I	III	IV
1.	$\mu'_{ri} = \mu'_{rs}$	(s^{-1})	(1), (5)	1 500	1 500	1 500
2.	ω_0		(1), (5)	$4 \cdot 10^6$	4.10^6	$4 \cdot 10^6$
3.	$\mathrm{tg}\delta_0$		(1), (5)	8,5	8,5	8,5
4.	y		(14)	289,9	—	—
5.	τ	(s)	(14)	$1{,}36 \cdot 10^{-6}$	—	—
6.	$\mu'_{r\infty}$		(19)	—	5,3	—
7.	$\mu'_{r\infty}$		(20)	—	—	5,2
8.	τ	(s)	(7)	—	$1{,}34 \cdot 10^{-6}$	—
9.	L_1	(H)	(15)	$5{,}17 \cdot 10^{-5}$	$5{,}3 \cdot 10^{-5}$	$5{,}2 \cdot 10^{-5}$
10.	L_2	(H)	(9), (15)	$14{,}99 \cdot 10^{-3}$	$14{,}95 \cdot 10^{-3}$	$14{,}95 \cdot 10^{-3}$
11.	R_2	(Ω)	(9), (18)	$11{,}1 \cdot 10^3$	$11{,}15 \cdot 10^3$	$11{,}06 \cdot 10^3$

Tabelul 2

Parametrii schemei echivalente miezurilor din ferită tip A—5 România ($L_0 = 10^{-5}$).

Nr.	Mărimea fizică		Formula de calcul	Varianta de calcul (*a*)		
				I	III	IV
1.	$\mu'_{ri} = \mu'_{rs}$		(1), (5)	2 200	2 200	2 200
2.	ω_0	(s^{-1})	(1), (5)	10^7	10^7	10^7
3.	$\mathrm{tg}\delta_0$		(1), (5)	9	9	9
4.	y		(14)	325	325	—
5.	τ	(s)	(14)	$6{,}75 \cdot 10^{-7}$	—	—
6.	$\mu'_{r\infty}$		(19)	—	5,56	—
7.	$\mu'_{r\infty}$		(20)	—	—	6,8
8.	τ	(s)	(7)	—	$6{,}33 \cdot 10^{-7}$	—
9.	L_1	(H)	(15)	$6{,}75 \cdot 10^{-5}$	$5{,}56 \cdot 10^{-5}$	$6{,}8 \cdot 10^{-5}$
10.	L_2	(H)	(9), (15)	$21{,}94 \cdot 10^{-3}$	$21{,}94 \cdot 10^{-3}$	$21{,}93 \cdot 10^{-3}$
11.	R_2	(Ω)	(9), (18)	$38{,}1 \cdot 10^3$	$34{,}6 \cdot 10^3$	$38{,}3 \cdot 10^3$

Concluzii

1. Se indică o schemă electrică de tip uniport cu parametrii independenţi de frecvenţă, echivalentă bobinelor cu miezuri de ferită magnetic moale, care reflectă comportarea reală a miezului la variaţia frecvenţei semnalului aplicat.

2. Se justifică necesitatea utilizării unei scheme cu parametrii exprimaţi în funcţie de constantele de material ale miezului şi reflectarea în această schemă a proprietăţilor cunoscute ale feritelor magnetic moi.

3. Se indică mai multe metode de determinare a parametrilor schemei echivalente, independenţi de frecvenţă, în funcţie de caracteristicile de catalog sau de rezultatele măsurătorilor adecvate.

4. Folosind caracteristica $\mathrm{tg}\delta_m(\omega)$, eventual obţinută luînd ca bază valorile parametrilor L_1, L_2, R_2, se poate determina factorul de calitate a miezului, Q_m, fără a se separa pierderile magnetice conform formulelor de tip Jordan, recomandate în diferitele exemple de proiectare. În acest caz trebuie avut în evidenţă introducerea unei permeabilităţi echivalente necesară pentru trecerea de la miezul de formă ideală la cel real.

5. Cu ajutorul schemei electrice determinate se poate efectua studiul teoretic al comportării miezului în diverse regimuri de funcţionare, elabora o metodică nouă de proiectare a bobinelor etc.

Bibliografie

[1] *Cedighian, S.* Ferite. Editura Tehnică, Bucureşti, 1966.
[2] * * *: „Composants and materials" part. 4, dec. 1981, Philips, Data Handbook.
[3] *Waldron, R. A.* Ferrites — principes et applications aux hyperfréquences. Dunod, Paris, 1964.
[4] *Korifki, I., Pasinkov, V. V., Tareev, B. M.* Spravocin po electrotehniceskim materialam. Energoatomizdat, Leningrad, 1988.
[5] *Ijrim, A., Nofingher, P.* Materiale electrotehnice. EDP, Bucureşti, 1979.
[6] *Bălan, D. Bălan, T.* Posibilităţi de utilizare a schemei electrice echivalente în caracterizarea comportării la variaţia frecvenţei a bobinelor pe miez de ferită magnetic moale. A IV-a Conferinţă Naţională de Magnetism, Iaşi, dec. 1988.
[7] *Bălan, D.* Aspecte ale regimului deformant în reţele electrice cu elemente reactive reale. Teză de doctorat I. P. Iaşi, 1989.
[8] *Bălan, D., Bălan, T.* Sur les pertes d'énergie dans les noyaux magnétiques de ferrite des bobines linéaires en régime permanent périodique nonsinusoidal. Bul. I. P. Iaşi, tom XXXVI(XL), secţia III, fasc. 3—4, 1990.
[9] * * * Ferite şi utilaje specifice fabricării lor. Catalog al Întreprinderii de ferite Urziceni.

Asupra comutaţiei în regim capacitiv a unor întreruptoare cu ulei

PETRE TUŞALIU, MARIAN CIONTU, TATIANA BĂLĂŞOIU* —CRAIOVA

Introducere

În ultima vreme *capătă tot mai mare importanţă*, prin problematica tehnico-funcţională creată fie de necesitatea compensării energiei reactiv-inductive cu ajutorul bateriilor de condensatoare (simple şi multiple), fie prin procesele de comutaţie din cadrul liniilor electrice aeriene în gol sau a cablurilor utilizate pentru transportul energiei electrice, *comutaţia în regim capacitiv a întreruptoarelor* [1÷6]. Astfel, într-un asemenea regim de funcţionare pot să apară, la conectare, şocuri de curent ale căror valori (10 . . . 100) I_n stabilesc nivelul de solicitare dinamică şi termică asupra ansamblului întreruptor — element de reţea, iar la deconectare pot să apară importante supratensiuni (amplificate, de fiecare reamorsare de arc electric), solicitînd extrem de sever atît camera de stingere a întreruptorului, cît şi celelalte echipamente din sistem [3, 4, 5].

Desigur, o comportare corespunzătoare ar avea-o întreruptoarele cu aer comprimat, cu vid sau hexaflorură de sulf, dar şi din motive economice (preţul unui întreruptor cu aer comprimat este de circa trei ori mai mare decît a unui întreruptor cu ulei) numeroşi cercetători din ţară [3÷7] şi de peste hotare [11÷14] sînt preocupaţi de sporirea performanţelor între-

* Dr. ing. *Tuşaliu, P.* este şef de lucrări la Facultatea de Electrotehnică din Craiova ; ing. *Ciontu, M.* este asistent la aceeaşi acultate ; ing. *Bălăşoiu, T.* profesor la Liceul Economic Crafova.

ruptoarelor cu ulei în diverse regimuri de funcţionare normale şi de avarie [15].

În cadrul lucrării sînt prezentate rezultatele unor astfel de cercetări teoretice şi experimentale făcîndu-se totodată aprecieri şi propuneri concrete privind îmbunătăţirea performanţelor acestor tipuri de întreruptoare.

1. Conectarea bateriilor simple de condensatoare

La conectarea unei baterii de condensatoare în reţea, datorită distanţei relativ mari dintre sursă şi baterie, se formează un circuit *RLC* a cărui schemă echivalentă este prezentată în figura 1.

Cu toate că, în general, în sistemul electroenergetic elementele de circuit şi fenomenele sînt neliniare şi deci pot fi abordate corespunzător [2, 8, 9], literatura tehnică de specialitate [1, 3, 4, 5, 7, 11÷15] analizează aceste procese de pe poziţia circuitelor liniare [1, 3, 4]. Astfel, în ipoteza că la închiderea circuitului din figura 1 sarcina condensatorului este nulă, rezultă [3] expresiile curentului şi tensiunii la bornele condensatorului, care conţin cîte o componentă periodică şi una oscilant amortizată de pulsaţie :

$$i(t)\Big|_{\delta\to 0} = \hat{I}\cos(\omega t+\psi)+\frac{D\cdot\hat{U}}{2\cdot L\cdot\omega_0}\cdot\cos(\omega_0 t-\psi), \tag{1}$$

$$u(t)\Big|_{\delta\to 0} = \frac{\hat{U}\cdot\sin(\omega t+\varphi)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}+\frac{D\cdot\hat{U}}{2}\sin(\omega_0 t-\psi), \tag{2}$$

unde $\hat{I}$ şi $\hat{U}$ sînt valorile de vîrf ale curentului şi tensiunii;

$$D=\sqrt{A^2+B^2-2\cdot A\cdot B\cos(\beta-\alpha)}\ ;$$

$$\beta=\varphi_2-\psi;\qquad \alpha=\varphi_3+\psi;$$

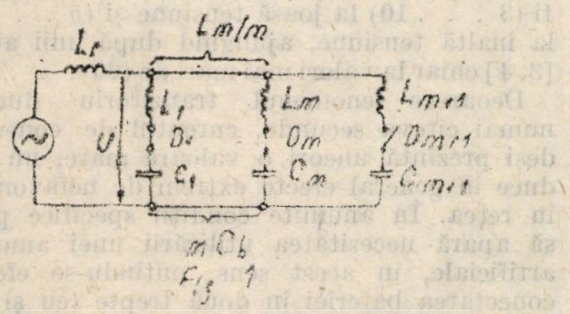


Fig. 1. Schema echivalentă a conectării unei baterii de condensatoare la reţea.

$$A=\frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}};\quad \omega_e=\sqrt{\omega_0^2-\delta^2};$$

$$B=\frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2+\left(\frac{\delta}{\omega_e}\right)^2}};$$

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L\cdot C}};\quad \delta=\frac{R}{2L};$$

$$\varphi_2=\operatorname{arctg}\frac{\delta}{\omega_e-\omega};\quad \varphi_3=\operatorname{arctg}\frac{\delta}{\omega+\omega_e};$$

$\varphi\in\left(0,\frac{\pi}{2}\right)$ reprezintă faza conectării.

Se observă că în regim oscilant—amortizat (regimul aperiodic avînd pondere neînsemnată) apar oscilaţii de curent şi tensiune dependente de faza conectării şi de frecvenţa proprie de oscilaţie, solicitările fiind maxime cînd amortizarea este foarte mică, adică $\delta\to 0$.

În funcţie de faza conectării, situaţia cea mai dezavantajoasă din punct de vedere al solicitării electrodinamice, termice şi dielectrice, atît pentru întrerupător, cît şi pentru bateria de condensatoare apare cînd conectarea se face la trecerea tensiunii prin valoarea maximă.

Pe baza calculului prezentat, rezultă că supratensiunile nu depăşesc de două ori valoarea de vîrf a tensiunii sursei, pe cînd supracurenţii pot atinge valori însemnate, chiar de (20 . . . 100) ori valoarea curentului nominal (I_n) [1, 3], valori care, dacă pentru capacitatea de conectare a întrerupătoarelor moderne (tehnic corespunzătoare) nu constituie o problemă, pentru căile de curent şi în special pentru contactele acestora, precum şi pentru bornele bateriilor la condensatoare prezintă serioase influenţe negative impunîndu-se măsuri concrete de limitare. Referitor la raportul dintre pulsaţiile naturală (proprie) şi forţată se precizează că datorită reactanţei inductive mai mari, în general, decît cea capacitivă ($\omega_0/\omega = 5$ . . .12) fenomenele de rezonanţă ($X_L \simeq X_c$) apar rar în exploatare fiind întîlnite, de obicei, în circuitele ce conţin elemente deformante.

Cînd conectarea bateriei de condensatoare are loc la trecerea prin zero a tensiunii reţelei, componenta staţionară a curentului va fi maximă, componenta liberă va fi egală şi de semn contrar cu cea forţată, iar amplitudinea componentei libere (tranzitorii) a tensiunii la bornele condensatorului va fi $\hat{U}_{ce}\simeq(\omega/\omega_0)\hat{U}_c$. Astfel, pentru valori mari ale frecvenţei oscila-

ţiilor proprii ale circuitului, curentul poate să ajungă la valoarea dublă faţă de curentul permanent, în schimb tensiunea la bornele condensatorului (u_c) ajunge la o valoare nu cu mult mai mare decît tensiunea permanentă. În cazul conectării bateriei de condensatoare la trecerea prin maxim a tensiunii reţelei, caz ce intervine frecvent în exploatare datorită duratei mai mari a procesului conectării mecanice a contactelor întreruptorului în raport cu perioada tensiunii reţelei şi care face ca stabilirea electrică a contactului să se realizeze prin străpungerea intervalului dintre contactele întreruptorului, componenta forţată a curentului variază cu pulsaţia impusă reţelei; componenta liberă a curentului variază în funcţie de raportul dintre pulsaţia proprie de oscilaţie şi pulsaţia tensiunii de alimentare, căpătînd expresia (în cazul neglijării amortizării curentului):

$$i_{max} = \hat{I}\left(1 + \frac{\omega_0}{\omega}\right). \qquad (3)$$

Tensiunea la bornele bateriei, pentru valori mai mari ale oscilaţiilor proprii ale curentului, poate să ajungă chiar la dublul tensiunii permanente a reţelei, componenta tranzitorie a acesteia oscilînd amortizat cu frecvenţa proprie a circuitului după o funcţie exponenţială.

La conectarea bateriei de condensatoare, simultan cu consumatorii care absorb curenţii inductivi mari (caz întîlnit la conectarea concomitentă — prin intermediul aceluiaşi întreruptor, a unor consumatori care absorb curenţii inductivi: motoare de inducţie, instalaţii de sudură, transformatoare etc.) şi a unor baterii de condensatoare [3] se constată amortizarea mult mai rapidă a componentei tranzitorii a curentului de conectare la condensator faţă de motor (limitele de variaţie dintre cele două componente fiind 50÷100), astfel încît curentului tranzitoriu al bateriei (pe durata a 1 . . . 2 semiperioade) i se opune curentul de pornire al motorului, deci, condensatorul (bateria) începe să îndeplinească rol de compensator după atingerea regimului permanent (staţionar) de conectare [3, 4].

2. Efecte ale regimului tranzitoriu de conectare asupra reţelei bateriei de condensatoare şi întreruptorului

La conectarea unei baterii de condensatoare la reţea poate să apară o undă de impuls de tensiune, ca urmare a amorsării arcului (conectarea are loc la trecerea tensiunii prin maxim) prin care se anulează diferenţa de potenţial dintre contactele intreruptorului şi care se propagă în reţea [3, 4, 11]. Dacă înaintea conectării tensiunea reţelei este $\hat{U}\sin(\omega t + \psi)$, datorită capacităţii foarte mici a reţelei, comparativ cu capacitatea bateriei, rezultă că reţeaua va fi supusă, în momentul conectării, la o tensiune egală cu cea a bateriei, luînd naştere o astfel de undă de şoc [3, 5]. Neglijînd amortizarea ($R \to 0$), amplitudinea tensiunii va fi:

$$U_{imp} = \sqrt{2}\,U. \qquad (4)$$

În afara impulsului de tensiune, în circuit rezultă şi o supratensiune, datorită oscilaţiei pe durata regimului tranzitoriu determinat de amorsarea arcului electric [3, 5, 11]. Tensiunea circuitului reţea—baterie oscilează pe frecvenţa proprie putînd să atingă, în ipoteza neglijării amortizării circuitului, la:

$$u_{max} = 2\sqrt{2}\,U, \qquad (5)$$

iar după stabilizare, la valoarea tensiunii de alimentare.

Referitor la bateria propriu-zisă, regimul tranzitoriu de conectare scoate în evidenţă două mărimi: supracurentul, a cărui valoare maximă (dacă se neglijează amortizarea şi se consideră conectarea bifazică) este [3, 4, 5]:

$$i_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{\omega_0}{\omega}\,\hat{I} \qquad (6)$$

şi supratensiunea care poate ajunge la de două ori valoarea tensiunii sursei.

Pentru întreruptor singura solicitare periculoasă o constituie supracurentul, care este identic cu cel al bateriei comutate, apreciindu-se că pentru întreruptoarele rapide şi tehnic corespunzătoare aceste solicitări nu constituie practic un pericol (supracurentul nu depăşeşte capacitatea de conectare), dar prezintă serioase influenţe asupra uzurii contactelor şi mediului de stingere [1, 3, 4, 5, 6, 11, 12].

Din datele experimentale oferite de literatura tehnică de specialitate [3, 5] sau de determinările pe modele fizice şi încercări [4, 6, 7] rezultă că raportul dintre amplitudinea curentului de conectare (tranzitoriu) şi cel staţionar poate fi (3 . . . 10) la joasă tensiune şi (5 . . . 20) la înaltă tensiune, ajungînd după unii autori [3, 4] chiar la valori mai mari de (20 . . . 100).

Deoarece fenomenul tranzitoriu durează numai cîteva secunde, curentul de conectare deşi prezintă uneori o valoare mare, nu produce în general efecte extrem de nefavorabile în reţea. În anumite condiţii specifice poate să apară necesitatea utilizării unei amorsări artificiale, în acest sens, putîndu-se efectua conectarea bateriei în două trepte (cu şi fără rezistor de amortizare). Metoda deşi nu garantează suficient evitarea fenomenelor tranzi-

torii, este eficientă deoarece limitează în mare măsură supracurenții, supratensiunile și amplitudinea tensiunilor de impuls [3, 4]. Dacă rezistența adițională a întreruptorului este mai mare decît rezistența critică a circuitului ($2\sqrt{L/C}$) fenomenul tranzitoriu este puternic atenuat, curentul prezentînd un caracter aperiodic, limitîndu-se concomitent cu amplitudinea sa și amplitudinea tensiunii tranzitorii de restabilire și frecvența proprie de oscilație [3, 5, 11]. Dacă rezistența adițională inițială este egală cu rezistența de oscilație ($R = R_0 = \sqrt{L/C}$) și se consideră componenta liberă inițială a curentului $(\hat{I}_l)_{t=0} \simeq 100\%$, rezultă că, după o semiperioadă a oscilației proprii, $\hat{I}_l$ scade la circa 20%. Pentru $R = R_0/2$, amplitudinea componentei libere se reduce, după același timp, la numai 45%. Rezultă că rezistența adițională inițială nu trebuie să fie nici prea mică, pentru a nu rezulta o amortizare redusă a componentei libere a curentului, nici prea mare, pentru a nu produce un șoc apreciabil de curent la comutarea bateriei de la prima, la a doua treaptă de conectare. În consecință se apreciază rezistența adițională inițială la valoarea [3]:

$$R = 2R_0 = 2\sqrt{X_L \cdot X_C}, \qquad (7)$$

în cazurile din exploatare fiind suficientă valoarea:

$$R = (0{,}5 \div 1)R_0.$$

Atunci cînd nu se cunoaște reactanța inductivă a rețelei X_L, se apreciază valoarea ei prin suma formată de reactanța transformatorului de alimentare și reactanța inductivă a circuitului bateriei de condensatoare [3]. Rezistența adițională inițială se poate determina și din condițiile ca tensiunea la bornele bateriei, în momentul șuntării rezistenței adiționale să aibă o valoare redusă în raport cu tensiunea nominală a rețelei [3, 5]:

$$R = (0{,}15 \ldots 0{,}35)\frac{U^2}{Q_c^2} \cdot 10^3 [\Omega], \qquad (8)$$

în care U este tensiunea nominală a rețelei (kV) și Q_c puterea bateriei (kvar).

Relațiile prezentate sînt utilizate la conectarea unei baterii monofazate sau trifazate, conectate în stea cu punctul neutru legat de pămînt. Dacă punctul neutru este izolat la bateria conectată în stea, sau bateria prezintă conexiunea în triunghi, amplitudinea curentului tranzitoriu poate crește cu (20—30)% față de valorile calculate anterior, datorită nesimultaneității închiderii tuturor fazelor, necesitînd astfel creșterea rezistenței inițiale de amortizare cu circa (25—35)% [3]. Analizînd raportul dintre curentul de conectare al bateriei și valoarea maximă a curentului permanent, se concluzionează că: pentru rețelele de înaltă tensiune în care nu există conectate alte baterii, utilizarea rezistențelor de amortizare nu este, în general, strict necesară. Dacă se ține seama de amortizarea circuitului, curentul de conectare variază în funcție de raportul dintre puterea de scurtcitcuit a rețelei în locul de instalare a bateriei (S_{sc}) și puterea bateriei (Q_c), așa cum rezultă din relația (9) și din diagrama prezentată în figura 2 [3]:

$$i_{max} = \hat{I}\delta\left(1 + \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q_c}}\right). \qquad (9)$$

d. Conectarea bateriilor multiple de condensatoare

Conectarea bateriilor multiple de condensatoare este caracterizată de curenții tranzitorii de valori ridicate, rezultați ca urmare a

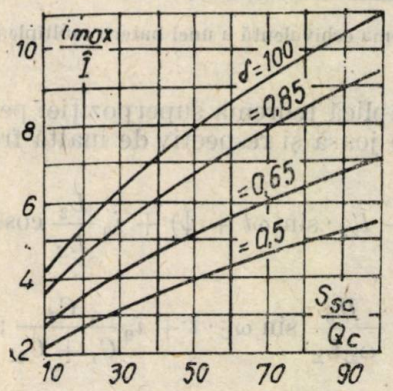


Fig. 2. Curentul tranzitoriu la conectarea unei baterii de condensatoare în funcție de puterea simetrică de scurtcircuit și de factorul de amortizare.

procesului de conectare a unei trepte cînd deja în funcțiune se află una sau mai multe trepte, modul de funcționare fiind impus de necesitatea adaptării puterii bateriei la curba de sarcină activă a consumatorilor sau pentru micșorarea pierderilor active, iar uneori, chiar pentru reglarea tensiunii din rețea [1, 3, 5, 11]. Se consideră schema echivalentă a bateriei multiple (fig. 3), în care, la treapta aflată sub tensiune, de capacitate C_1, se adaugă, prin anclanșarea întreruptorului D_2, treapta de capacitate C_2, formîndu-se două circuite:

— circuitul format din sursa de tensiune u_s rețeaua de inductivitate L_r și treapta care se anclanșează reprezentată de inductivitatea echivalentă a conexiunilor L_2 și capacitatea echivalentă C_2;

— circuitul format din treptele bateriei aflate sub tensiune reprezentate prin inductivitatea L_1 și capacitatea C_1 și din treapta care se anclanșează (prin intermediul întrerupto-

rului D_2) reprezentată prin inductivitatea L_2 și capacitatea C_2.

În schema prezentată, datorită raportului foarte mic al capacității rețelei în raport cu capacitățile treptelor, aceasta, a fost neglijată.

Prin efectuarea calculelor matematice [3] cu precizările de mai jos, rezultă expresiile analitice (10) și (11):

— în momentul conectării treptei a doua curentul în prima ramură este stabilizat;

— se neglijează sursele echivalente de pe prima treaptă ca urmare a inductivității L_r relativ mici a sursei de tensiune practic stabile;

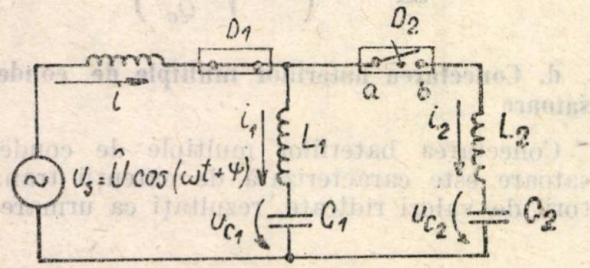


Fig. 3 Schema echivalentă a unei baterii multiple (duble).

— se aplică teorema superpoziției pentru circuitul de joasă și respectiv de înaltă frecvență:

$$i_2(t) = -\hat{I}'_{2f} \cdot \sin(\omega t + \psi) + i_0 \frac{L_2}{L_\Sigma} \cos \omega_\Sigma \cdot t - \\ - \frac{U_0}{\omega_\Sigma L_\Sigma} \sin \omega_\Sigma \cdot t + i_0 \frac{C_2}{C_1 + C_2}; \qquad (10)$$

$$i_2(t) = \hat{I}'_{2f} \cos(\omega t + \varphi_1) + e^{-\delta_\Sigma \cdot t} \left[i_0 \frac{L_2}{L_\Sigma} \left(\cos \omega_{1\Sigma} \cdot t - \right. \right. \\ \left. - \frac{\delta_\Sigma}{\omega_{1\Sigma}} \sin \omega_{1\Sigma} \cdot t \right) - \frac{U_0}{\omega_{1\Sigma} L_\Sigma} \sin \omega_{1\Sigma} \cdot t \Big] + \\ + i_0 \frac{C_2}{C_1 + C_2} e^{-\delta_\Sigma \cdot t} \left(\cos \omega_{1\Sigma} \cdot t - \frac{\delta_\Sigma}{\omega_{1\Sigma}} \sin \omega_{1\Sigma} \cdot t \right). \qquad (11)$$

Semnificațiile notațiilor din relațiile (10) și (11) sînt:

$\hat{I}_{2f} = \dfrac{\hat{U}}{Z_2}$ este valoarea de vîrf a componentei forțate a curentului;

$$L_\Sigma = L_1 + L_2; \quad C_\Sigma = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2};$$

$$\omega_\Sigma = \frac{1}{\sqrt{L_\Sigma \cdot C_\Sigma}};$$

$$L_\varepsilon = L_r + \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2};$$

$$C_\varepsilon = C_1 + C_2; \quad \omega_\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{L_\varepsilon \cdot C_\varepsilon}};$$

$$\delta_\Sigma = \frac{R_\Sigma}{2L_\Sigma}; \quad R_\Sigma = R_1 + R_2;$$

$$\omega_{1\Sigma} = \sqrt{\omega_\Sigma^2 - \delta_\Sigma^2};$$

$$\delta_\varepsilon = \frac{R_\varepsilon}{2L_\varepsilon}; \quad R_\varepsilon = R_t + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2};$$

$$\omega_{1\varepsilon} = \sqrt{\omega_\varepsilon^2 - \delta_\varepsilon^2};$$

$$\varphi_1 = \psi + \alpha_1; \quad \operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_1}}{R_1}.$$

Acestea reprezintă variațiile curenților în regim tranzitoriu (fără și respectiv cu amortizare) și dau astfel măsura solicitărilor complexe la care sînt supuse întreruptorul, rețeaua și bateria de condensatoare. Se observă cuprinderea în expresia curentului a unei componente i_ε (de joasă frecvență) care va produce șocul de curent inițial la conectarea treptei a doua și, de asemenea, a unei componente libere (de înaltă frecvență — i_Σ) care constituie principala solicitare la șoc de curent de înaltă frecvență a ansamblului întreruptor-baterie-rețea. Desigur, datorită existenței practice în sistem a rezistenței echivalente, a ansamblului generator-rețea și a rezistențelor echivalente ale treptelor bateriei, oscilațiile de curent tranzistoriu capătă caracterul amortizat în funcție de mărimea acestor rezistențe.

4. Rezultate obținute

După cercetări teoretice și experimentale întreprinse asupra întreruptoarelor de fabricație românească: IO-20/630; IO-20/1 250; IO-10/630; IO-10/1 250 și IO-B-15/1 250 [3, 7] au fost reluate și intensificate preocupările privind verificarea și îmbunătățirea performanțelor în regim capacitiv ale întreruptoarelor IO-C-15 kV/1 250 A și UG-12 kV/1 250. Astfel s-au urmărit performanțele acestor întreruptoare în regim de baterie unică și multiplă de condensatoare la 7,2 kV și 12 kV, puterea unitară a bateriei fiind de 4 Mvar.

Pe baza schemei de principiu din figura 1, a parametrilor electrici echivalenți determinați [3] ($Rech = 0{,}013\,\Omega$; $Xech \simeq 3{,}105\,\Omega$; $Zech \simeq 3{,}106\,\Omega$) corespunzător elementelor reale din circuit și pe baza calculelor analitice prezen-

tate anterior, s-au întocmit și rulat pe calculator mai multe programe dintre care :

a. Programul trasare regim tranzitoriu amortizat care urmărește determinarea solicitărilor în regim tranzitoriu la conectare utilizînd transformarea Laplace, ale cărui rezultate sînt prezentate sintetic în tabelul 1.

b. Program trasare regim tranzitoriu al curentului la conectare care urmărește determinarea solicitărilor în regim tranzitoriu la conectare utilizînd metoda numerică de analiză Runge-Kutta, rezultatele fiind prezentate sintetic în tabelul 2.

Tabelul 1

$U_{încerc}$, V	I_n, A	Defazaj curent-tensiune, grade	$I_{șoc}$, A_{max}	$k_{șoc}$
12	251,7	0	1 234	4,9
		10	1 296,4	5,15
		20	1 436,4	5,70
		30	1 588,4	6,31
		40	1 714,1	6,81
		50	−1 877,9	7,46
		60	−2 152,6	8,55
		70	−2 361,5	9,38
		80	−2 494	9,91
		90	−2 546,8	10,11

Tabelul 2

$U_{încelc}$ kv	I_n A	Defazaj curent-tensiune, grade	$I_{șoc}$, A_{maT}	$K_{śco}$
12	251,7	0	−2 058,9	8,17
		15	−2 164,2	8,59
		30	−2 430	9,65
		45	−2 715,6	10,78
		60	−2 931,2	11,64
		75	−3 032,6	12,04
		90	−2 992,6	11,88

În cadrul acestui program s-a trasat, cu ajutorul calculatorului, și graficul supracurentului la conectare pentru diverse defazaje, obținîndu-se șocurile de curent-limită :

$I_{șoc} = 2677{,}3\ A_{max}\ (k_{șoc}=10{,}63)$ pentru alternanța pozitivă

și

$I_{șoc} = -3032{,}6\ A_{max}(k_{șoc} = 12{,}04)$ pentru alternanța negativă.

c. Program trasare regim tranzitoriu al curentului la conectare ținînd seama de neliniaritatea arcului electric care urmărește determinarea solicitărilor în regim tranzitoriu la conectare utilizînd metoda numerică de analiză Runge-Kutta și relațiile analitice prezentate anterior. Rezultatele sînt prezentate sintetic în tabelul 3.

Și în cadrul acestui program s-a reprezentat grafic dependența supracurentului de unghiul de defazaj, obținîndu-se șocurile de curent limită : $I_{șoc} = 2\,784{,}6\ A_{max}(k_{șoc} = 11{,}6)$ pentru alternanța pozitivă și $I_{șoc} = 3\,095{,}8\ A_{max}(k_{șoc} = 12{,}29)$ pentru alternanța negativă.

Tabelul 3

$U_{încerc}$, kV	I_n, A	Defaza u rent-tensiune, grade	$J_{șoc}$, A_{mau}	$k_{șoc}$
12	251,7	0	−2 100,3	8,34
		15	−2 213,8	8,79
		30	−2 482,5	9,86
		45	−2 774,8	11,02
		60	−2 996,2	11,90
		75	−3 095,8	12,29
		90	−3 048,5	12,11

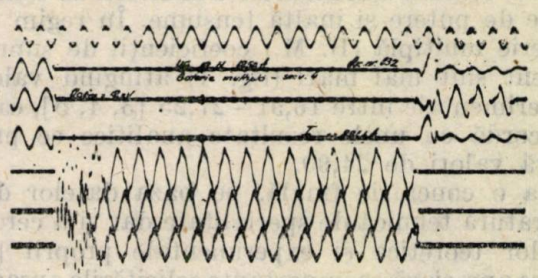


Fig. 4. Oscilograma nr. 832.

În continuare este prezentată oscilograma încercărilor efectuate cu întreruptorul UG-12/1250 și anume :

Pentru întreruptorul UG-12 kV/1 250 A în regim de baterie multiplă fără introducerea elementelor de reglaj al T.T.R. prezumate, oscilograma (fig. 4) obținută în circuitul de alimentare *2*, secvența *4* de încercări, prezintă alături de tensiunea de referință (fenomenul 1), tensiunile oscilante de restabilire (fenomenele 2, 3, 4) și curenții pe cele trei faze ale întreruptorului încercat (fenomenele 5, 6, 7) cu următoarele caracteristici :

$U_{înc}=12\text{kV}$; $I_C=221{,}4\text{A}$; $I_{șoc}=2586{,}3\text{A}_{max}$;
$k_{șoc} = 11{,}68$; $f_{01} = 300$ Hz ; $f_{02} = 4{,}55$ kHz ;
$k_{UT} = 2{,}6$; $k_{US} = 2$; $k_{UR} = 1{,}8$;

prezintă reaprinderi de arc electric :

pe faza T la $t \leqslant 2$ ms, rezultînd

$I_{șoc,\,T} = 778\ \text{A}_{max}$;
$k_{ścc,\,T} = 3{,}51$;

pe faza S la $t \leqslant 3$ ms, rezultînd

$I_{șoc,S}=2804{,}4\text{A}_{max}$;
$k_{șoc\ S} = 12{,}66$;

pe faza R la $t \leqslant 3$ ms, rezultînd

$I_{șoc,R}=1914{,}1\text{A}_{max}$;
$k_{șoc.\ R} = 8{,}64$.

5. Concluzii

Raportînd rezultatele prezentate la cele obținute experimental [3, 5, 7] se constată o convergență a acestora. Astfel, unele metode liniare de analiză, care introduc și anumite ipoteze simplificatoare ale calculelor [3, 4], prezintă variații ale coeficienților de supracurent în domeniul 6,91—9,05 [3, 5]; experimentările din rețea și LMP (laboratorul de mare putere) — [10, 3, 6]; experimentările din SMP (stația de mare putere) în regim de baterie unică (B. U.) variații în domeniul (5,01—17,11) deci cu o medie de 11,6; cele numerice în domeniul liniar 10,11—12,04, iar cele din domeniul neliniar de 12,29. Ceva mai mici (4,7—5,8) dar totuși în domeniul valorilor posibile ale coeficienților de supracurent, sînt rezultatele experimentale obținute cu ajutorul modelului fizic [3, 7], explicate și prin dificultatea și complexitatea modelării la scară a fenomenelor tranzitorii de comutație de putere și înaltă tensiune. În regim de baterie multiplă (B. M.) coeficienții de supracurent sînt mai mari (fig. 4) atingînd valori experimentale între 16,91—27,25 [3, 4, 5], care concordă cu unele rezultate analitice ce prezintă valori de 24,90.

Ca o concluzie finală, pe baza datelor din literatura tehnică de specialitate dar și a cercetărilor teoretice și experimentale proprii [3, 7], se apreciază ca importante solicitările ansamblului întreruptor-baterie-rețea rezultate în procesul comutației B. U. și B. M. de condensatoare cu ajutorul întreruptoarelor cu ulei. Se consideră, de asemenea, ca fiind oportune preocupările referitoare la sporirea performanțelor și utilizarea în continuare a acestor tipuri de întreruptoare, vizînd în mod special căile de curent, contactele, camera și mediul de stingere.

Bibliografie

[1] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice, București, E. D. P., 1980.

[2] *Peicov, Al., Tușaliu, P.* Aparate electrice. Proiectare și construcție. Craiova, Editura „Scrisul Românesc" 1987.

[3] *Tușaliu, P.* Contribuții la determinarea solicitărilor întreruptoarelor la comutația bateriilor de condensatoare cu aplicații la echipamentul electric din România. Teză de doctorat, I. P. București, 1987.

[4] *Tușaliu, P., Curcanu, G., Iacobescu, Gh.* Asupra determinării solicitărilor întreruptoarelor electrice la comutația bateriilor de condensatoare. În : EEA — Electrotehnica **30**, nr. 3, 1982.

[5] *Tușaliu, P., Curcanu, G.* Asupra comutațiilor bateriilor de condensatoare. În : Referatele Sesiunii Jubiliare de Comunicări Științifice, secția : Aparate electrice, Craiova, 1981.

[6] *Tușaliu, P., ș. a.* Asupra unor fenomene tranzitorii la încercarea în regim capacitiv a întreruptorului IUP-M-27,5 kV/1250 A. În : Aparate electrice, Conferința Națională de Electrotehnică și Electroenergetică (CNEE), **vol. 9**, Timișoara, 1982.

[7] *Savin, Gh., Rosman, H.* Circuite electrice neliniare și parametrice, București, E. T., 1973.

[8] *Belea, C.* Automatica neliniară. București, E. T., 1983.

[9] Marciuk, G. L. Metode de analiză numerică (trad. lb. rusă). București, Editura Academiei, 1983.

[10] *Tușaliu, P. ș. a.* Dispozitiv pentru modelarea solicitărilor întreruptoarelor electrice la comutația bateriilor simple și multiple de condensatoare. Brevet invenție nr. 92.383/27.03.1987.

[11] *Kopainsky, J., Ruoss, E.* La coupure de faibles courants inductifs et capacitifs dans les reseaux a haute tension. În : Revue Brown Boveri, nr. 4, 1979.

[12] *Tușaliu, P., Curcanu, G., Drăghici, I.* Ansamblu port-contact și cameră de stingere pentru întreruptorul IUP-M-27,5 kV/1250 A, Brevet inovație nr. 628/10.07.1987, București.

[13] *Brakelmann, H.* Verfahren zur Berechnung von Schaltvorgöngen in elecktrischen Energienetzen. În : ETZ-A, **Bd. 95** (1974), H6.

[14] *Alzrachi, A.* Sistemi di transmissione a lunga distanza. L'energia elettrica, nr. 12/1983, Italy.

[15] * * * Principles of Arc Quenching circuit Breakers 3,6—36 kV Minimum-Oil Circuit Beakersr. In : Fuji Electric, nr. 9, 1978.

UMIDITATE
MATERIALE ELECTROIZOLANTE
PARAMETRI ELECTRICI

Studiul influenței umidității asupra materialelor și produselor electronice și electrotehnice. Partea II-a și partea III-a

Partea II. Influența umidității asupra parametrilor electrici și materialelor

MAGDA SITEAVU, RADU IONESCU* – BUCUREȘTI

În prima parte a lucrării (*publicată în numărul din august al revistei*) a fost prezentat modul în care umiditatea pătrunde în stratul superficial sau în profunzimea materialelor electroizolante, urmînd ca în continuare să ne ocupăm de efectele umidității prezente în corp asupra diferiților parametri electrici ai materialului ca factor determinant al degradării caracteristicilor de material.

În literatura de specialitate [3, 5, 6, 7] se probează prin concluziile a numeroase încercări că degradarea caracteristicilor electrice ale materialelor izolante au ca principală cauză creșterea conținutului de umiditate absorbită de material. Din acest motiv se poate face o comparație a rezistenței la umiditate pentru diferite materiale avînd drept criteriu absorbția umidității, dar acest principiu nu este absolut, nefiind aplicabil materialelor avînd compoziții chimice și structuri complet diferite.

Trebuie subliniat faptul că în materialele izolante comerciale procesul absorbției umidității nu este neapărat descris de un singur mecanism de producere, putîndu-se vorbi doar, în cele mai multe cazuri, de influența preponderentă a unuia dintre aceste mecanisme asupra celorlalte (exemplu tipic este hîrtia celulozică).

Valoarea absorbției de echilibru a umidității, la o temperatură și umiditate relativă determinate, poate reprezenta unul din cele mai importante criterii de evaluare a rezistenței la umiditate a materialelor izolante, pentru că parametrii electrici ai materialelor prezintă importante modificări pînă în momentul atingerii acestei stări de ecnilibru.

4.1. Rezistivitatea de suprafață

Rezistivitatea de suprafață a unui dielectric este o caracteristică de bază a acestor materiale și depinde puternic de o serie de factori, precum: compoziția chimică și structurală, starea de finisare a suprafeței, existența impurităților solubile, conducătoare electric (în mediul înconjurător sau pe suprafață), temperatura și nu în ultimul rînd umiditatea relativă.

Astfel, la creșterea temperaturii, mișcarea ionilor din stratul de apă adsorbit pe suprafața dielectricului este mai intensă, iar rezistivitatea de suprafață scade brusc. Acest fenomen este facilitat de un grad scăzut de prelucrare mecanică a suprafeței, rugozitatea oferind o posibilitate sporită de pătrundere a umidității în stratul superficial. În timpul unei expuneri de lungă durată la umiditate, cînd apa se acumulează în straturile superficiale ale materialului, rezistivitatea superficială totală a dielectricului este din ce în ce mai influențată de rezistivitatea de volum.

Rezistivitatea de suprafață nu poate fi totuși considerată ca un criteriu de apreciere a rezistenței la umiditate a unui dielectric, deoarece se poate decela foarte greu rezistivitate superficială proprie materialului de rezistența introdusă de stratul superficial de apă contaminată cu diferiți ioni de pe suprafața corpului.

4.2. Rezistivitatea de volum

Rezistivitatea de volum a izolației are o variație similară, în mare măsură, curbei de variație a sorbției (în mod special al absorbției) și datorită acestui fapt starea de echilibru a materialului poate fi recunoscută pe baza curbei de variație a rezistivității.

Din datele de material incluse în literatura de specialitate [3] apare evident că după o perioadă specifică fiecărui tip de material izolant expus umidității se atinge fie o stare de echilibru (ca rezultat al ei rezistivitatea de volum este constantă), fie o stare de echilibru aproximativ (de la care expunerea în continuare la umiditate nu mai determină scăderi importante ale rezistivității).

Astfel în figura 6 sînt reprezentate modificările rezistivității de volum funcție de durata de expunere și de tipul materialului. Se poate observa că pentru tipurile 1, 2 după 60 zile de condiționare modificările ρ_v nu mai sînt semnificative, deci materialul a ajuns la o stare de cuasiechilibru.

Conductivitatea de volum depinde de compoziția chimică a polimerilor. La materialele în care apar adaosuri electrolitice se obține o variație a lui ρ_v funcție de temperatură de forma celei din figura 7. La încălzirea modelului umed, ρ_v scade la început datorită gradului de disociere a adaosurilor în soluția apoasă (pînă în A), apoi se produce uscare ($A-B$) și numai la

* Cercet. șt. ing. *Siteavu, M.*, cercet. șt. ing. *Ionescu, R.* — Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Electrotehnică ICPE — București.

temperaturi mai mari decît T_B se constată scăderea lui ρ_v funcţie de temperatură după legile de material. De asemenea, ρ_v depinde şi de impurităţile conducătoare existente în masa polimerului. Impurităţile care măresc conductivitatea de volum provin de la monomerii, catalizatorii sau iniţiatorii utilizaţi în procesul de sinteză al polimerilor, precum şi de la substanţele de umplutură higroscopice introduse în compoziţia materialului.

Polimerii ce conţin grupe polare au valori mai mari ale conductivităţii de volum [8]. Materialele izolante conţin grupe hidrofile ca de exemplu : OH—, COOH—, —CO, —NH—, $—NH_2$, —O—, $CH_3—$, ceea ce determină o absorbţie ridicată de umiditate, datorită interacţiilor puternice dintre aceşti radicali şi moleculele de apă polare.

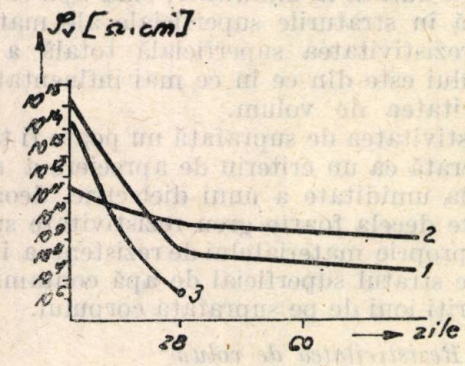


Fig. 6. Variaţia rezistivităţii de volum funcţie de durata de condiţionare la căldura umedă continuă ($\varphi_r = 95 \pm 3\%$, $\theta = 30°$ C) pentru materiale cu receptură : *1* — fibre de sticlă ; *2* — azbest ; *3* — azbest şi cuarţ [2].

Fig. 7. Variaţia rezistivităţii de volum funcţie de temperatura modelului de material umezit, cu adaosuri electrolitice. [1].

Dielectricii nepolari sau slabi polari sînt caracterizaţi prin valori mici ale absorbţiei (fenomen care se supune legilor sorbţiei activate ca şi în cazul polimerilor polari) datorită absenţei radicalilor polari şi grupelor hidrofile sau unei structuri cristaline.

Viteza de umezire a materialului expus acţiunii unei atmosfere cu umiditate mare se reduce în timp, fenomen atribuit micşorării diferenţei de presiuni de vapori de apă între atmosfera înconjurătoare şi cea din interiorul materialului. Deci, viteza de umezire a corpului expus atmosferei umede depinde mai ales de valoarea umidităţii relative. Trebuie subliniat că în exploatare, echipamentul şi materialele din componenţa lui nu ating starea de echilibru datorită fluctuaţilor zilnice de temperatură şi deci variaţiei umidităţii relative normale din atmosfera înconjurătoare. Această stare de echilibru poate fi atinsă numai în acele regiuni care sînt caracterizate prin fluctuaţii mici de temperatură anuale, sau în încinte unde se menţine o umiditate relativă ridicată cu variaţii mici ale temperaturii.

În cazul în care are loc umezirea şi uscarea alternativă, deci o variaţie repetată a valorii temperaturii şi umidităţii (ceea ce conduce şi la modificări ireversibile în material mai ales de natură mecanică şi chiar structurală care totuşi nu sînt foarte importante), se produce o scădere semnificativă în valoarea rezistivităţii de volum a materialului.

4.3. Constanta dielectrică (ε) şi factorul de disipaţie ($tg\delta$)

Comparînd constanta dielectrică a apei de mare, a celei potabile şi apei distilate (~ 81) se constată variaţii foarte mici, ceea ce duce la concluzia că există o independenţă între acest parametru şi conductanţa electrică. De fapt, constanta dielectrică depinde în principal de compoziţia chimică a materialului şi mai puţin de impurităţile în cantităţi mici pe care le conţine.

În majoritatea cazurilor umiditatea nu determină creşterea constantei dielectrice a materialului sau chiar dacă în unele cazuri apare un asemenea fenomen, creşterea este nesemnificativă.

În ceea ce priveşte factorul de disipaţie ($tg\delta$), el creşte în cele mai multe cazuri în proporţionalitate directă cu conţinutul de umiditate a materialului, ceea ce poate fi pus pe seama măririi curentului de conducţie prin dielectricul umed. Această variaţie este o funcţie de material şi din această cauză $tg\delta$ pentru diferite materiale are valori diferite, chiar dacă cantitatea de umiditate absorbită este aceeaşi. Studierea acestui fenomen de către diferiţi autori [3, 6, 8] evidenţiază un maxim în cazul dependenţei lui $tg\delta$ calculat pentru un dielectric umed ca funcţie de frecvenţa cîmpului electric aplicat, această valoare maximă fiind dependentă de conductanţa electrică (ca dispunere pe abscisă) şi de cantitatea de umiditate absorbită (ca amplitudine) (fig. 8).

4.4. Rigiditatea dielectrică

Rigiditatea dielectrică a unui izolant sau sistem de izolaţie este una din cele mai importante proprietăţi ale sale, atîta timp cît stră-

pungerea izolației îl pune în scurtcircuitul electric, ceea ce determină căderea echipamentului. Străpungerea dielectricilor solizi care compun sistemele de izolație ale aparatelor și mașinilor de joasă tensiune, este un proces ireversibil și de aceea este un criteriu important de apreciere a rezistenței la umiditate a materialelor izolante.

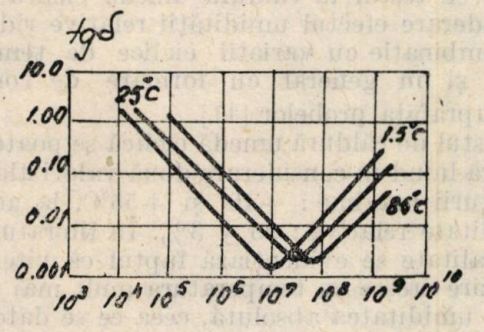


Fig. 8. Variația factorului de disipație a apei funcție de frecvență [3].

Trebuie remarcat faptul că înainte de străpungere apar alte fenomene de degradare descrise de alți parametri ce caracterizează umezirea izolației, ca rezistivitate, factor de disipație, dar nu există o dependență directă între acești parametrii și rigiditatea dielectrică a materialului. De exemplu, în unele cazuri, un material umed poate avea rigiditate dielectrică scăzută, dar o rezistivitate de volum destul de mare și un factor de disipație mic.

Rigiditatea dielectrică depinde de un mare număr de factori: compoziția chimică, structura moleculară și supramoleculară, gradul de umezire (care poate determina schimbări bruște în structura sau compoziția chimică a materialului datorită impurităților conținute), frecvența și felul tensiunii aplicate, grosimea materialului, gradul său de îmbătrînire starea suprafeței, condiții de răcire etc.

Fenomenul de străpungere poate fi de natură termică sau electrică. Străpungerea electrică, puțin dependentă de temperatură, poate fi intrinsecă sau în avalanșă.

Străpungerea intrinsecă se datorește acțiunii pe care o au asupra rețelei cristaline electronii din banda de conducție puternic accelerați pe cîmpul electric, în timp ce străpungerea în avalanșă este determinată de multiplicarea în avalanșă a electronilor liberi.

În ultima fază a oricărui tip de străpungere electrică se produce și străpungerea termică, datorită supraîncălzirilor locale care măresc conductivitatea electrică.

Datele experimentale pun în evidență scăderea rigidității dielectrice în timpul umezirii, datorată nu neapărat cantității de apă absorbite cît mai ales modului în care umiditatea pătrunde și este distribuită în interiorul materialului sau sistemului de izolație [3].

În concluzie, din punct de vedere electric și de material rezistența la umiditate a materialelor este caracterizată printr-o varietate de parametri: rezistivitatea de volum, unghiul de umezire, constantele de difuzie a umidității, modificarea constantei dielectrice și a factorului de disipație, rigiditatea dielectrică, absorbția umidității. Deși, în cazul unor studii particulare asupra unor fenomene sau tipuri de materiale se pot adopta unul sau altul dintre acești parametri specifici, criteriul de apreciere cel mai reprezentativ pentru rezistența la umiditate a dielectricilor rămîne rezistivitatea de volum, care de altfel a și fost utilizată în acest scop de multă vreme.

Rezistența de izolație a echipamentului electric este utilizată ca cel mai important criteriu de apreciere a rezistenței la umiditate, fiind singurul menționat în toate standardele și documentele tehnice pentru specificarea comportării în prezența umidității a sistemelor izolante din echipament.

Tratînd conductanța electrică a dielectricului ca o difuzie a purtătorilor de sarcini electrice prin masa dielectricului sub influența gradientului cîmpului electric, se poate evalua conductivitatea totală a unui dielectric umed prin ecuația:

$$T_{tz} = \frac{1}{6kT} \sum_{i=1}^{3} D_i \cdot C_i \cdot q_i^2 \exp\left(-\frac{W_i}{kT}\right), \quad (7)$$

unde k este constanta lui Boltzman; T — temperatura absolută; C — concentrația de particule încărcate electric; q — sarcina electrică a particulei; W — energia de activare a particulei încărcate; D — coeficientul de difuzie.

Cele trei tipuri de purtători luați în considerare în sumă sînt cei ai dielectricului intrinsec, la care se adaugă purtătorii de sarcină apăruți în dielectricul umed datorită disocierii ionice și respectiv particulele de apă conținute în materialul umed.

Din ecuația (7) devine evident că rezistivitatea de volum a dielectricului umed este strîns legată de absorbția umidității, constantele de difuzie, condițiile atmosferice și poate fi folosită singură drept criteriu de bază în aprecierea rezistenței la umiditate a materialelor izolante.

Partea III-a: Metode de testare. Măsuri de limitare a efectelor umidității asupra echipamentelor

În capitolele precedente a fost făcută o prezentare a fenomenelor fizice legate de pătrunderea umidității și efectele ei asupra parametrilor electrici caracteristici ai materialelor dielectrice folosite în sistemele izolante ale produselor și echipamentelor electronice și electrotehnice.

5. Metode de testare

Testele de rezistență la umiditate se realizează prin expunerea unei mostre (de material, model, echipament sau subansamble de echipamente) în condițiile unei atmosfere cu temperatură și umiditate relativă impuse, pentru o perioadă definită de timp, și evaluarea influenței umidității prin modificările în parametrii electrici și fizici ai mostrei expuse.

Încercările de rezistență la umiditate presupun, pe lîngă condiționarea propriu-zisă, măsurători ai unuia sau mai multor parametri (de exemplu, absorbția umidității, umezirea), caracteristici electrice (rezistență de izolație, rigiditate dielectrică, factor de disipație, constanta dielectrică sau parametri funcționali specifici produselor și echipamentelor), caracteristici mecanice (mai ales pentru materiale) precum și aprecierea calitativă a degradării, acoperirilor de protecție.

Din punct de vedere al modului de realizare se pot evidenția trei tipuri de testări :

— încercarea prin expunere în climat natural, un timp determinat ;

— încercare de laborator, de lungă durată, în condiții de temperatură și umiditate uzuale în anumite zone climatice ;

— încercare accelerată de laborator, prin majorarea gradului de severitate al parametrilor specifici condiționării.

Trebuie subliniat că rolul unei testări accelerate este de a obține, într-un interval de timp scurt, de preferință ore, zile sau săptămîni, a unor caracteristici ale materialului sau echipamentului testat ce pot fi corelate cu performanțele în cazul utilizării sale de lungă durată [10].

Metodele de încercare accelerată pentru testarea rezistenței la căldură umedă fac obiectul unor recomandări sau chiar reglementări internaționale, cum sînt cele ale Comisiei Electrotehnice Internaționale și care sînt luate în considerare la elaborarea standardelor specifice naționale. În țara noastră, asemenea metode de încercare fac obiectul STAS 8393/4—81 aliniat la CEI 68—2—3 (pentru încercarea la căldură umedă continuă) și STAS 8393/5—81 aliniat la CEI 60—2—30 (pentru încercarea la căldură umedă ciclică).

Trebuie subliniat că scopul încercării la căldură umedă continuă este de a determina aptitudinea materialelor, componentelor și echipamentelor de a fi utilizate sau depozitate în condiții de umiditate relativă ridicată [9], în timp ce testul la căldură umedă ciclică ia în considerare efectul umidității relative ridicate, în combinație cu variații ciclice de temperatură și în general cu formare de condens pe suprafața probelor [11].

Testul de căldură umedă ciclică se poate desfășura luînd în considerare două valori ale temperaturii maxime : +40° și +55°C, la aceeași umiditate relativă : 95 ± 3%. În literatura de specialitate se evidențiază faptul că viteza de umezire crește cu temperatura mult mai rapid decît umiditatea absolută, ceea ce se datorește în principal pe de o parte creșterii presiunii parțiale a vaporilor în atmosfera înconjurătoare, pe de altă parte prin accelerarea mișcărilor termice ale lanțurilor moleculare din material (ceea ce mărește probabilitatea formării golurilor intermoleculare ce pot fi ocupate de moleculele de apă și difuzia lor în masa materialului). Deci se poate trage concluzia că la durate de expunere comparabile, testul cu temperatură superioară de +55°C este mult mai agresiv.

În contextul acestor încercări trebuie relevată importanța perioadelor de precondiționare și revenire după test, care sînt specifice fiecărui tip de încercare sau produs supus testului, avînd în vedere rolul lor în desfășurarea încercării și evaluarea efectelor ei asupra diferiților parametri urmăriți (care și ei vor fi specificați pentru fiecare produs sau tip de produs în parte). În ceea ce privește perioada de revenire trebuie precizat faptul că măsurătorile trebuie să înceapă la sfîrșitul acestui interval, măsurîndu-se la început parametrii cei mai sensibili la variațiile umidității relative [9, 11].

Ca exemplificare pentru cele susținute anterior, se prezintă în continuare cazul unui produs supus condițiilor climatice, legate de prezența umidității : „Releu electronic de semnalizare direcție și avarie 4264".

Din punct de vedere al echipării, în componența acestui produs intră mase plastice, pertinax placat (tip RF2), diferite componente electronice (rezistoare condensatoare, diode, tranzistoare, circuit integrat), releu electromagnetic și releu REED.

Încercările au fost făcute conform STAS 8393/4—81 pentru căldură umedă continuă (timp de 21 de zile, cu măsurători intermediare la 1, 3, 7 și 14 zile) și respectiv STAS 8393/5—81 pentru căldură umedă ciclică, cu temperatură maximă de +40°C (timp de 21 de cicluri, cu măsurători intermediare la 1, 3, 7 și 14 cicluri)

și de +55°C (timp de 6 cicluri, cu măsurători după fiecare ciclu). Loturile de produse încercate au constat în cîte 5 exemplare.

Parametrii electrici urmăriți au fost: rezistența de izolație R_{iz} (între căile de curent și carcasă), frecvența întreruperilor F (numărul de cicluri de stingere a becurilor într-un interval de 1 minut) și factorul de iluminare η (raportul dintre durata de iluminare și cea a unui ciclu).

Prezentarea grafică a rezultatelor obținute este dată în figurile 9, 10 și 11.

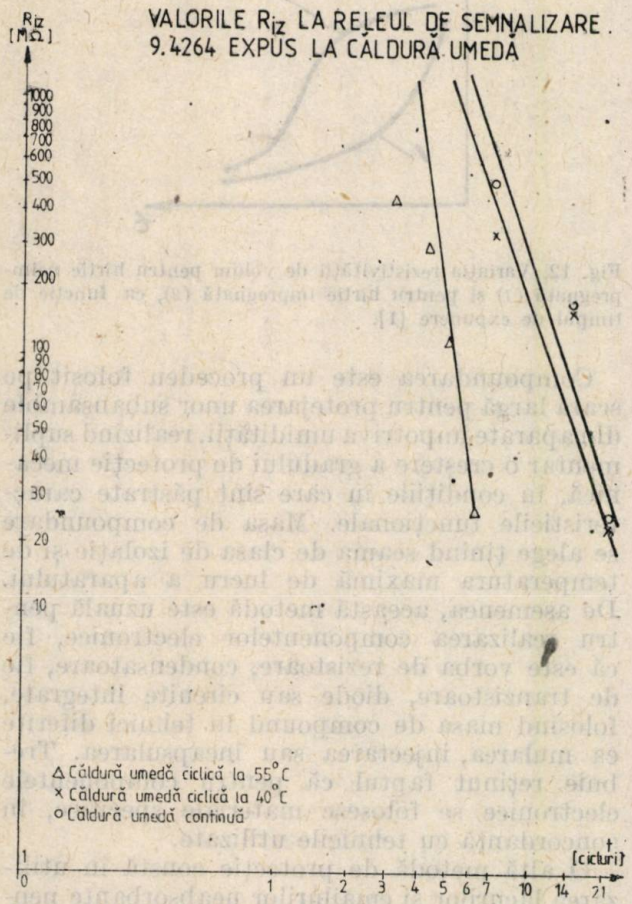


Fig. 9. Valorile R_{iz} la releul electronic de semnalizare 9.4264 expus la căldură umedă.

Din analiza rezultatelor se pot scoate următoarele concluzii: căldura umedă ciclică este mai agresivă decît cea continuă (datorită variațiilor ciclice ale celor doi parametri care favorizează formarea condensului); de asemenea, s-a evidențiat influența puternică a creșterii temperaturii pentru aceeași umiditate relativă.

Din punct de vedere al efectelor constatate prin valorile parametrilor măsurați, rezultă că modificările observate după 21 de cicluri de căldură umedă ciclică cu temperatura superioară de +40°C sînt similare cu cele obținute după 5—6 cicluri în cazul condiționării cu temperatură superioară de +55°C.

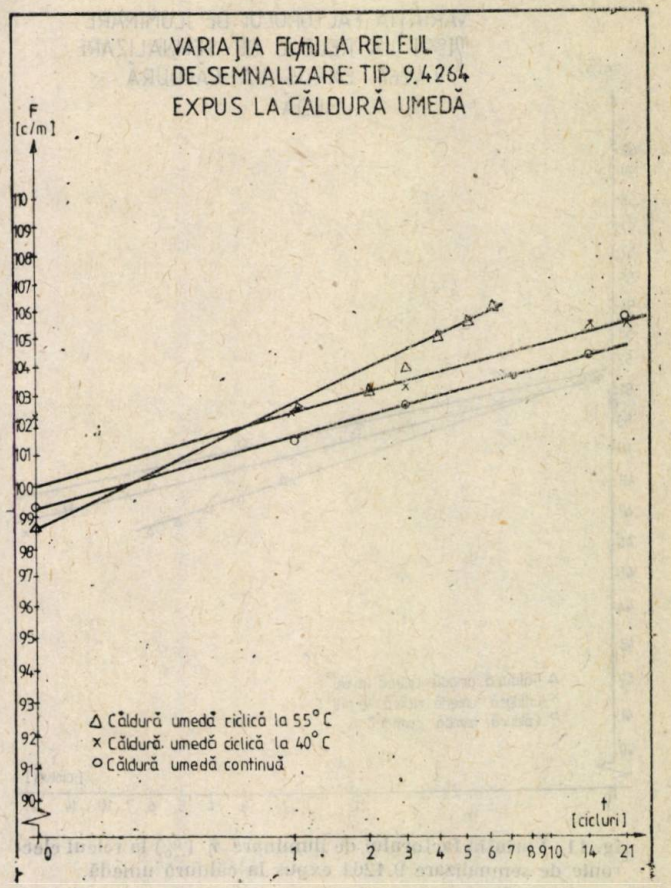


Fig. 10. Variația F (c/m) la releul electronic de semnalizare tip 9.4264 expus la căldură umedă.

6. Măsuri pentru micșorarea efectelor umidității asupra echipamentelor electronice și electrotehnice

Echipamentele electrice și electronice, de-a lungul perioadei de funcționare, sînt într-o interacțiune permanentă, în mod direct sau indirect, cu mediul ambiant. Această interacțiune duce la scăderea performanțelor inițiale ale produsului. Este important însă ca acest fenomen de înrăutățire treptată a calității să se desfășoare în timp, cu o viteză suficient de mică, asigurînd în acest fel durata nominală de viață a aparatelor. Pe lîngă această condiție generală care se impune produsului în ansamblu, fiecărei părți componente i se impun condiții severe de *compatibilitate* (o piesă să nu le „contamineze" pe celelalte), de *stabilitate* (să reziste cît mai bine influențelor externe de mediu) și de *neutralitate* (să nu atace celelalte materiale sau mediul ambiant).

Măsurile ce se pot lua în vederea micșorării efectului umidității asupra funcționalității echipamentelor și aparatelor electrice și electronice pot avea ca moment de aplicare fie faza de proiectare, fie realizarea tehnologică, fie utilizarea la locul de destinație.

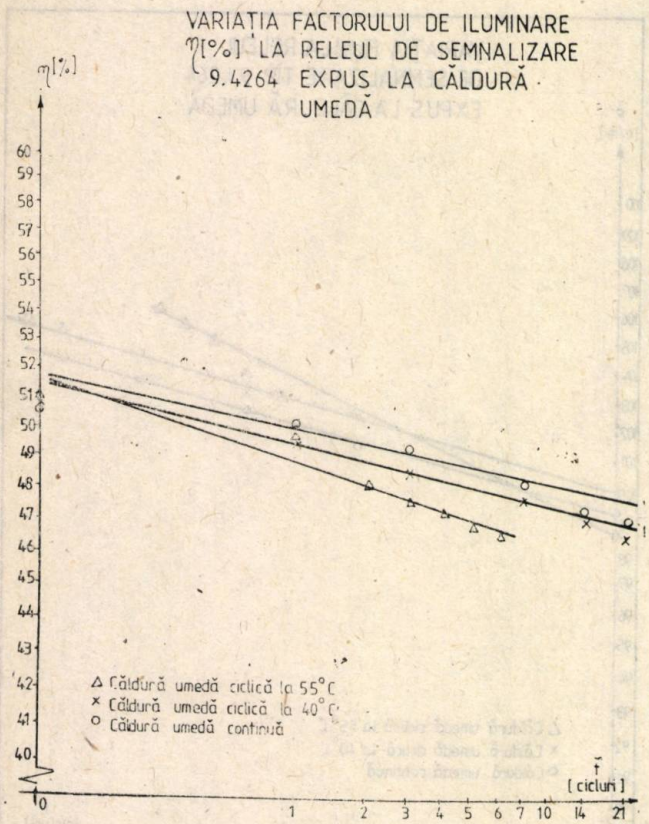


Fig. 11. Variația factorului de iluminare η (%) la releul electronic de semnalizare 9.4264 expus la căldură umedă.

Astfel, la proiectarea unui aparat, avînd în vedere condițiile climatice impuse funcționării lui, trebuie folosite materiale, componente, subansamble și acoperiri de protecție a căror comportare este verificată în prealabil din punct de vedere al rezistenței la umiditate ridicată, dar care să îndeplinească și condițiile precizate în primul paragraf. O altă măsură importantă privește îmbunătățirea gradului de protecție mecanică, ceea ce asigură o limitare a pătrunderii umidității în interior. În acest sens, se poate opta chiar pentru închiderea etanșă, etanșarea vidată separată a unor subansamble fiind una din cele mai sigure metode de protecție împotriva umidității.

Cîteva din cele mai uzuale soluții tehnologice pentru îmbunătățirea rezistenței la umiditate a materialelor electroizolante sînt: impregnarea bobinajelor și a materialelor electroizolante, utilizarea rășinilor de compoundare, utilizarea lacurilor neadsorbante sau a emailurilor.

Astfel, bobinajele tuturor pieselor din echipamentele de joasă tensiune, se impregnează cu lacuri cu uscare la cuptor sau compounduri. Această tehnologie fixează bobinajul, crește conductivitatea termică, îmbunătățește rigiditatea mecanică și dielectrică și de asemenea crește rezistența la umiditate a bobinajului.

Pentru micșorarea higroscopicității și a permeabilității la umiditate a materialelor poroase izolante se utilizează impregnarea lor. Trebuie subliniat că impregnarea produce doar o încetinire a umezirii materialului (fig. 12), fenomen ce se explică prin faptul că moleculele materialelor de impregnare au dimensiuni mult mai mari decît cele ale moleculelor apei și nu pot înlătura complet permeabilitatea la umiditate a porilor materialului, iar la porii mai mici nu pot pătrunde de obicei.

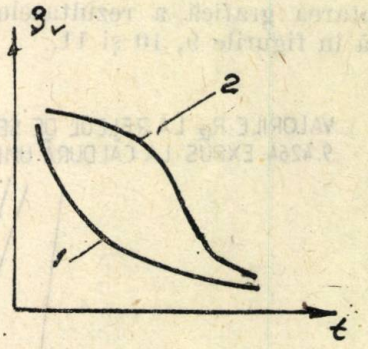


Fig. 12. Variația rezistivității de volum pentru hîrtie neimpregnată (*1*) și pentru hîrtie impregnată (*2*), ca funcție de timpul de expunere [1].

Compoundarea este un procedeu folosit pe scară largă pentru protejarea unor subansamble din aparate împotriva umidității, realizînd suplimentar o creștere a gradului de protecție mecanică, în condițiile în care sînt păstrate caracteristicile funcționale. Masa de compoundare se alege ținînd seama de clasa de izolație și de temperatura maximă de lucru a aparatului. De asemenea, această metodă este uzuală pentru realizarea componentelor electronice, fie că este vorba de rezistoare, condensatoare, fie de tranzistoare, diode sau circuite integrate, folosind masa de compound în tehnici diferite ca mularea, injectarea sau încapsularea. Trebuie reținut faptul că pentru componentele electronice se folosesc materiale specifice, în concordanță cu tehnicile utilizate.

O altă metodă de protecție constă în utilizarea lacurilor și emailurilor neabsorbante pentru acoperirea de după impregnare a bobinajelor din echipamente cu cuplaje, a circuitelor imprimate, pentru protecția împotriva umidității a suprafețelor plasticelor laminate supuse unor prelucrări mecanice, iar uneori pentru acoperiri de finisare.

În ceea ce privește măsurile ce se pot lua la locul de montare într-un echipament complex a unor aparate sau subansamble insuficient protejate, se poate avea în vedere închiderea în incinte cu grad ridicat de protecție mecanică, utilizarea unor substanțe absorbante, ventilarea sau încălzirea aparaturii.

Astfel, utilizarea unor substanțe absorbante de umiditate reprezintă o cale de limitare sau chiar eliminare a apei condensate ce apare ca rezultat al fluctuațiilor de temperatură și umi-

ditate. Cel mai des, în acest scop, este folosit silicagelul, deoarece este cel mai inactiv chimic dintre toate substanţele absorbante. Silicagelul este un material foarte poros, conţinînd un număr de capilare foarte fine, avînd o suprafaţă ce ajunge la cîteva sute de m^2 pentru un gram de substanţă, ceea ce permite absorbţia umidităţii pe aceste suprafeţe interne în proporţie de 40—50% din masa sa.

Ventilarea naturală sau forţată a unui echipament are un rol important în uscarea materialelor izolante umezite sau în prevenirea umezirii dacă sînt uscate. Pentru realizarea în bune condiţii a ventilării naturale trebuie asigurat un flux direct de aer pe verticală, avînd o mare importanţă modul de montare al aparatelor şi subansamblelor pentru îndepărtarea rapidă a umidităţii condensate pe suprafeţele plate.

În acelaşi scop, de o mare utilitate se dovedesc a fi încălzitoarele. Astfel, la o temperatură ambiantă de 25—40°C, umiditatea relativă scade de la 10 % la 90% imediat ce temperatura creşte cu 2 sau 3°C, sau pînă la 75—80% pentru o încălzire cu 5°C şi pînă la 55—60% pentru o creştere a temperaturii cu 10°C. O asemenea încălzire poate apare cînd un echipament lucrează continuu şi în acest caz materialele izolante se usucă. Dacă însă funcţionarea este intermitentă se pot folosi încălzitoare, pentru creşterea temperaturii cu 5—10°C peste ambiant, cel mai bun efect obţinîndu-se în cazul în care există şi bune condiţii de ventilare naturală sau forţată.

7. Concluzii

Ca o primă concluzie la cele prezentate anterior, se poate sublinia că umiditatea acţionează în două etape succesive, definite prin fenomenele de adsorbţie şi absorbţie, cel de-al doilea proces avînd cel mai important efect asupra modificării caracteristicilor electrice, datorită penetrării umidităţii în masa materialului.

Din punct de vedere al aprecierii cantitative al influenţei umidităţii asupra materialelor şi produselor în ansamblu, cel mai important criteriu pentru rezistenţa la umiditate rămîne rezistivitatea de volum. De altfel, rezistenţa de izolaţie a echipamentelor electrotehnice şi electronice este singurul parametru menţionat în acest scop în toate standardele şi documentele tehnice specifice. Trebuie subliniată dependenţa acestui parametru sintetic (ca şi a celorlalţi menţionaţi) faţă de compoziţia chimică, structura şi gradul de prelucrare a suprafeţelor izolanţilor electrici.

În vederea alegerii metodelor de testare accelerate de laborator (ca şi tendinţa de determinare a unor factori de conversie pentru obţinerea de rezultate similare la diferite încercări, cu durate diferite), încercările de a găsi o metodă accelerată standard, convenabilă pentru testarea oricărui material sau produs la umiditate ridicată, nu au dat încă rezultate complet pozitive datorită complexităţii fenomenelor fizice şi chimice ce apar în materialele supuse la umiditate şi care sînt specifice pentru fiecare tip de material sau produs şi fiecare tip de test. Cea mai exactă metodă de prevedere a comportării materialelor izolante şi produselor în atmosferă umedă este găsirea punctului de sorbţie în condiţiile de operare determinate.

Din experimentările făcute de diferiţi autori, rezultă pregnant că la aceeaşi umiditate relativă de testare, ridicarea temperaturii determină o accelerare a fenomenelor avînd ca rezultat o scurtare a duratelor de condiţionare necesare atingerii punctului de sorbţie.

Aşa cum s-a mai menţionat există metode complexe de prevenire sau eliminare a efectelor umidităţii ridicate asupra echipamentelor, aceste măsuri contribuind la creşterea duratei nominale de viaţă a produsului exploatat în aceste condiţii.

Bibliografie

[6] *Horun, S., Sebe O.* Degradarea şi stabilizarea polimerilor (seria „Polimeri" — E. T. 1981).

[7] *Ifrim, A., Notinger, P.* Materiale electrotehnice (E. D. P. 1979).

[8] *Dumitru, Gh. ş. a.* Chimie (E. D. P. 1981).

[9] STAS 8393/4—81 Încercări climatice şi mecanice. Încercarea la căldură umedă ciclică.

[10] UTE C20—470. Une approche des problemes poses par les essais accélérés en atmosphére corrosive,

[11] STAS 8393/5—81. Încercări mecanice şi climatice. Încercarea la căldură umedă ciclică, ciclu 12 + 12h.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A)., organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de Cercetare şi Proiectare pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) Bucureşti. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru uniparticulare este de 720 lei ; nu se fac decît abonaţii industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane mente integrale. Costul unui exemplar — 60 lei

Tiparul:
Tipografia „UNIVERSUL"
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2378

1991 SEP 2 5

E 2040/1

ETE

REFERATIVA

R 1991 -11- 15

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 38 • NR. 8 • NOIEMBRIE 1990

1991 DEC 11

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 38 Nr. 8 noiembrie 1990

ELECTROTEHICA

CUPRINS

MOTOR ASINCRON TRIFAZAT
FAZORI SPAŢIALI
SCHEME ECHIVALENTE

Galan, N.: **Consideraţii privind teoria modernă a maşinii asincrone trifazate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov 1990, p. 295

Ecuaţiile motorului asincron şi schemele electrice echivalente corespunzătoare au fost prezentate în reperele sincron, fix faţă de stator şi fix faţă de rotor; neglijarea t.e.m. de mişcare este posibilă în reperul sincron obţinîndu-se modelul matematic simplificat. În regim permanent pulsaţia fazorilor spaţiali depinde de reper şi este unică pentru un reper dat; schemele echivalente sînt indiscernabile în raport cu reperele.

FAZORI SPAŢIALI
MOTOR ASINCRON
REGIM NESIMETRIC

Galan, N: **Ecuaţiile generale ale motorului asineron trifazat aplicate la regimuri nesimetrice.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov 1990, p. 300

Ecuaţiile generale ale motorului asincron trifazat s-au aplicat atît la regimuri nesimetrice statorice, cît şi rotorice. S-au dedus sistemele de referinţă în care ecuaţiile au forma cea mai simplă; pentru nesimetrii rotorice s-au stabilit ecuaţiile complete care permit studiul motoarelor cu colivie care au bare întrerupte sau cu defecţiuni. S-au evidenţiat aspectele fizice ale fazorilor spaţiali.

TRADUCTOR HALL
CIRCUITE DE EXCITAŢIE

Heler, A.: **Posibilitatea măsurării forţei de întindere într-un cablu folosind traductorul Hall.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov 1990, p. 305

În lucrare se prezintă multiplicatorul Hall şi condiţiile în care acesta se poate folosi drept traductor de deplasare liniară. Sînt descrise două circuite de excitaţie care asigură un cîmp magnetic neomogen constant în timp de un gradiet al inducţiei magnetice $\frac{\partial B}{\partial X}$ constant deci cu o variaţie liniară după OX.
Se prezintă un traductor complex pentru măsurarea forţei de întindere într-un cablu (cunoscut în literatura de specialitate) pe baza căruia este prezentată posibilitatea măsurării acestei forţe folosind traductorul Hall de deplasare menţionîndu-se unele avantaje ale metodei propuse.

CARACTERISTICI STATICE DETERMINATE CU MICROCALCULATOR
CONVERTOR NUMERIC—CURENT
SURSE DE TENSIUNE PROGRAMATE NUMERIC

Mihaiu, I. M.: **Circuite de interfaţă utilizate la determinarea experimentală, asistată de calculator, a caracteristicilor statice ale dispozitivelor electronice.**
Partea I—i: **Dispozitive de tip dipol.**
Partea a II-a: **Dispozitive de tip cuadripol.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov 1990, p. 309

Lucrarea prezintă cîteva circuite de interfaţă pentru exploatarea în curent constant sau tensiune constantă a caracteristicilor statice ale unui dispozitiv electronic de tip dipol (partea I-i) şi a caracteristicilor statice de intrare, ieşire şi transfer ale oricărui dispozitiv de tip cuadripol (partea a II-a).

REGIMURI TRANZITORII
METODA CORELAŢIEI
SEMNALE ALEATOARE

Ionel, S.: **Calculul unitar prin metoda corelaţiei al regimurilor tranzitorii deterministe şi aleatoare.**

E.E.E. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov. 1990, p. 316

Se prezintă .o clasificare asigurată a regimurilor posibile, valabilă deopotrivă pentru procese deterministe şi aleatoare. Se introduce un procedeu de calcul unitar al regimurilor tranzitorii deterministe şi aleatoare.

REGULATOARE NUMERICE
SISTEME NUMERICE DE COMANDĂ
FIABILITATE

Nitu, C.: **Algoritmi şi structuri de înaltă fiabilitate pentru comenzi numerice în sisteme cu regulatoare automate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, nr. 8, nov 1990, p. 320

Se descriu structuri de interfeţe pentru comenzi numerice în sisteme cu regulatoare automate, bazate pe utilizarea microprocesoarelor pe un bit. Se prezintă două clase de algoritmi numerici evoluaţi de comandă.

ACŢIONĂRI ELECTRICE CU TIRISTOARE
SISTEM NUMERIC DE GENERARE IMPULSURI

Bucur C., Moise, A.: **Sistem numeric pentru generarea impulsurilor de comandă în acţionările electrice cu tiristoare.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, nr. 8, nov. 1990, p. 324

Se descrie un sistem numeric de generare a impulsurilor de comandă pentru grupurile de tiristoare (aflate în punte trifazate) cuplate la un port numeric de ieşire al calculatorului.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. ing. C. APETREI; dr. ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; acad. prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; ing. V. LEFTER; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU; prof. dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; prof. dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

CONTENTS

TRIPHASE ASYNCHRONOUS MOTOR
SPATIAL PHASERS
EQUIPMENT DIAGRAMS

Galan, N.: **Considerations Related to the Modern Theory of a Triphase Asynchronous Machine.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1890, p. 295

The modern equations of an asynchronous motor and the corresponding equivalent electric diagrams have been presented in synchronous reference system, fixed to the stator and the rotor; neglect of the electromotive voltage is possible in the synchronous reference system, thus obtaining a simplified matematic model. In a permanent regime operation, the spatial phaser pulsation depends on the reference system and is unique for a given reference system ; the equivalent diagrams are independent of the reference system.

SPATIAL PHASERS
ASYNCHRONOUS MOTOR
NON-SYMMETRICAL REGIME

Galan, N.: **The General Equations of the Triphase Asynchronous Motor, Applied to Non-Symmetrical Regimes.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1990, p. 300

The general equations of the triphase asynchronous motor were applied to both non-symmetrical statoric and rotoric regimes. The reference systems for which these equations take the simplest form have been deduced ; for rotoric non-symmetries there have been established complete equations that make possible the study of squirrel-cage motors, pretenting interrupted bars or defects. The physical aspects of she spatial phasers have been pointed out to.

HALL TRANSDUCER
EXCITATION CIRCUITS

Heler, A.: **Possibility of Measuring the Elongation Force within a Cable, by Using the Hall Transducer.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1990, p. 305

The paper presents the Hall multiplicator and the conditions for which it can be used as a linear displacement transducer. There are presented two excitation circuits that ensure a time constant, non-homogenous magnetic field, with a magnetic induction gradient $\partial B/\partial X = \text{constant}$, that leads to a linear variation along OX. A complex transducer (known in the literature) for the measurement of the elongation force within a cable is presented. It makes possible the measurement of this force by using the displacement Hall transducer. Advantages of the suggested method are pointed out to.

MICROCOMPUTER—DETERMINED STATIC CHARACTERISTICS
NUMERIC CURRENT CONVERTER
NUMERICALL PROGRAMMED VOLTAGE SOURCES

Mihaiu, I, M.: **Interface Circuits Used for the Experimental and Computer Aided Determination of the Static Characteristics of Electronic Devices.**

Part I: **Dipole-type Devices.**

Part II: **Quadripole-type Devices.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1990, p. 309

The paper presents a number of interface circuits for exploitation under constant current and voltage conditions of the static characteristics of a dipole-type electronic device (part one) and of the input, output and transfer static characteristics of any quadripole-type device (part two).

TRANSIENT REGIMES
CORRELATION METHODE
RANDOM SIGNALS

Ionel, S.: **Unitary Computation by the Correlation Method of Transient Deterministic and Random Regimes.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1990, p. 316

The paper presents a classification of the possible regimes, valid both for deterministic and random processes. A unitary computation procedure for the transient deterministic and random ragimes, is introduced.

NUMERICAL REGULATORS
NUMERICAL CONTROL SYSTEMS
RELIABILITY

Nilu, C: **Algorithms and High Reliability Structures for Symmetrical Controls in Automate Regulator Systems.**

E.E.A.—**Electrotehnica 38**, no. 8, November 1990, p. 320

Interface structures for numerical controls in automate regulator systems, based on one bit microprocessors, are introduced. Two classes of advanced control numerical algorithms are presented.

INHALT

ASYNCHRONISCHER DREHSTROMMOTOR
RAUMLICHE PHASENMOTOREN
ÄQUIVALENTE SCHEMAS

Galan, N.: **Betrachtungen bezühlich der modernen Theorie der asynchronischen Drehstrommotoren.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 8, Nov 1990, S. 295

Die Gleichungen der Asynchronmotors und die äquivalenten elektrischen Schemas, werden in den synchronischen Zeichen vorgestellt, vor dem Stator und vor dem Rotor; die t.e.m. Bewegungsvernachlässigung ist im synchronische-Zeichen möglich, wobei, man einen vereinfachtes mathematisches Modell erhält. Auf der Dauer hängt der raumliche Phasenmotorimpuls vom Zeichen ab und ist einzig für das gegebene Zeichen ; die äquivalenten Schemas sind nicht wahllos in Beziehung mit den Zeichen.

RAUMLICHE PHASENMOTOREN
ASYNCHRONMOTOR
UNSYMETRISCHES REGIME

Galan, N.: **Allgemeine Gleichungen des asybchronischen Drehstrommotor, die in unsymetrische Regime verwendet sind.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, Nov 1990, S. 300

Die allgemeinen Gleichingen des asynchronischen Drehstrommotors worden sowohl bei statorischen als auch bei rotorischen unsymetrischen Regimes verwendent. Es wurden die Refferenzsysteme in denen die Gleichungen die einfachsten Formen jaben, erschlossen ; für rotorische Unsymetrien wurden komplette Gleichungen festgelegt, die das Studium der Käfigmotoren, die unterbrochene der defekte Stäbe haben, erlauben. Es wurden die physischen Aspekte der raumlichen Phasenmotoren hervorgehoben.

GEBER HALL
ERREGUNSKRE I SLÄUFE

Heler, A.: **Messmöglich eiten der Zugraft in einem Kabel, wobei man den Hall — Geber verwendet.**

E.E.A.— **Electrotehnica 38**, Nr. 8, Nov 1990, S. 305

In der Arbeit beschreibt man den Hall—Multiplikator und die Bedingungen in denen dieser als linearer Weggeber verwendet werden kann. Es werden zwei Erregungskreisläufe beschreieben, die ein nichthomogenisches, magnetisches Feld, zeitkonstant, mit einem Gradient der magnetischen Induktion $\frac{\partial B}{\partial X}$ = konstant, also mit einer linearen Variation nach OX, sichert. Man stellt einen komplexen Geber für die Messung der Zugraft in einem Kabel (in der Fachliteratur bekannt) dar, auf dessen Grund man die Messmöglichkeit dieser Kraft mit Hilfe eines Weggebers, darstellt, wobei man einige Vorteile dieser vorgestellten Methode, beschreibt.

STATISTISCHE CHARAKTERISTIKEN MIT MIKRORECHNER BESTIMMT
NUMERISCHER STROMWANDLER
SPANNUNGSQUELLEN NUMERISCH PROGRAMMIERT

Mihaiu, I. M.: **Kreisläufe mit Schnittstelle die bei der experimentellen Bestimmungen verwendet werden, von einem Rechner begleitet mit statischen Charakteristiken der elektronischen Anlagen.**

Teil I — **Geräte Typ Dipol.**

Teil II — **Geräte Typ Vierpol.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 8, Nov 1990, S. 309

Die Arbeit stellt einige Kreisläufe mit Schnittstellen für den Betrieb im konstanten Strom und Spannung der statischen Charakteristiken eines elektronischen Gerätes Typ Dipol (Teil I) und der statischen Eingangscharakteristiken, Ausgang und Übergang des jeden Gerätes Typ Vierpol (Teil II), dar.

TRANSITORSICHE REGIMES
WECHSELBEZIEHUNGSMETHODE
ALEATORISCHE SIGNALE

Ionel, S.: **Einheitliche Berechnung durch die Wechselbeziehungsmethode der bestimmenden, aleatorischen, transitorischen Regimes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, Nov 1990, S. 316

Man beschreibt eine gesicherte Klassifizierung der möglichen Regimes, die gleichzeitig für die bestimmenden und aleatorischen Prozesse gültig ist. Man führt einen einheitlichen Berechnungsvorgang der bestimmenden und aleatorischen transitorischen Regimes, ein.

NUMERISCHE REGLER
NUMERISCHE STEUERUNGSYSTEME
ZUVERLASSLICHKEIT

Nitu, C.: **Algorythmen und hohe Zuverlässlichkeitsstrukturen für symetrische Steuerungen in Systeme mit automatischen Regler.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 8, Nov 1990, S. 320

Man beschreibt Schnitstellen—Strukturen für numerische Steuerungen in Systeme mit automatischen Regler, die auf Grund der Anwendung von Mikroprozessoren auf einen Bit arbeiten. Man stellt zwei numerische Klassen mit entwickelten Steuerungsalgorythmen, dar.

SOMMAIRE

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ
SYNCHRONISEURS SPATIAUX
SCHÉMAS EQUIVALENTS

Galan, N.: **Considérations sur la théorie moderne de la machine asynchrone triphasée.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38**, Nr. 8, nov 1990, p. 295

Les équations du moteur asynchrone et les schémas électriques équivalents appropriés ont été présentés dans les répères synchrones, fixe par rapport au stator et fixe par rapport au rotor; dans le répère synchrone il est possible de négliger la tension électromotrice de mouvement, tout en obtenant ainsi le modele mathématique simplifié. En régime permanent, la pulsation des synchroniseurs spatiaux dépend du répère, tout en étant unique pour un répère donné les schémas équivalents ne peuvent pas être discernés par rapport aux répères.

SYNCHRONISEURS SPATIAUX
MOTEUR ASYNCHRONE
RÉGIME NON-SYMÉTRIQUE

Galan, N: **Equations générales pour le moteur asynchrone triphasé appliquées à des régime non-symétriques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, nov 1990, p. 300

Les équations générales du moteur asynchrone triphasé ont été appliquées à des régimes non-symétriques du stator ainsi que du rotor. On a déduit les systèmes de référence dans lesquels les équations ont la forme la plus simple; pour des non-symétries du rotor on a établi des équations complètes qui font possible l'étude des moteurs à cage à bares interrompues ou ayant des défauts. On y a mis en évidence les aspects physiques des synchroniseurs spatiaux.

PALPEUR HALL
CIRCUIT D'EXCITATION

Heler, D: **Mesure de la force d'élongation dans un câble à l'aide du palpeur Hall.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, nov 1990, p. 305

Dans l'ouvrage ont présente le multiplicateur Hall et les conditions dans lesquelles il peut être utilisé comme traducteur de déplacement linéaire. On y décrit deux circuits d'excitation qui assurent un champ magnétique non-homogène, constant temporellement, ayant un gradient de l'induction magnétique $\partial B/\partial X$ constant, donc avec une variation linéaire par rapport à OX.
On y présente un traducteur complexe pour la mesure de la force d'élongation dans un câble (connu dans la littérature de specialité), en base duquel on présente la possibilité de mesurer cette force à l'aide du palpeur Hall de déplacement, tout en indiquant quelques avantages de la méthode proposée.

CARACTERISTIQUES STATIQUES DÉTERMINÉES A L'AIDE DU MICRO—ORDINATEUR
TRANSDUCTEUR NUMERIQUE — COURANT
SOURCES DE TENSION A PROGRAMMATION NUMÉRIQUE

Mihaiu, I. M.: **Circuits d'interface utilisées dans la détermination expérimentale, assistée par l'ordinateur, des caractéristiques statiques des dispositifs électroniques.**
I-ère partie : **Dispositifs du type dipôle.**
II-ème partie : **Dispositifs du type quadripole.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, nov 1990, p. 309

L'ouvrage présente quelques circuits d'interface pour l'exploitation en courant constant ou sous tension constante des caractéristiques statiques d'un dispositif du type dipôle (I-ère partie) et des caractéristiques statiques d'entrée, sortie et transfert de tout dispositif du type quadripôle (II-ème partie).

RÉGIMES TRANSITOIRES
MÉTHODE DE LA CORRÉLATION
SIGNAUX ALÉATOIRES

Ionel, S.: **Calcul unitaire par la méthode de la corrélation des régimes transitoires déterministes et aléatoires.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, nov 1990, p. 316

On y présente une classification assurée des régimes possibles valable en même temps pour les processus déterministes et aléatoires. On y introduit un procédé de calcul unitaire des régimes transitoires déterministes et alétoires.

RÉGULATEURS NUMÉRIQUES
SYSTÈMES NUMÉRIQUES DE COMMANDE
FIABILITÉ

Nitu, C: **Algorithmes et structures de haute fiabilité pour les commandes symétriques dans des systèmes à régulateurs automatiques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 38,** Nr. 8, nov 1990, p. 320

On y décrit des structures d'interface pour les commandes numétiques dans des systèmes à régulateurs automatiques, basées sur l'utilisation des microprocesseurs sur 1 bit. On y présente deux classes d'algorithmes numériques évalué de commande.

СОДЕРЖАНИЕ

ТРИФАЗНЫЙ АСИНХРОННЫИ ДВИГАТЕЛЬ
ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ФАЗОРЫ
ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ

Галан, Н.: **О современной теории трифазной асинхронной машинны.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 295

Уравнение асинхроннойго двигателя и соответствующие эквивалентные электрические схемы были приведены в синхронных опорах, точно относительно статора и точно относительно ротота; неучет электродвижущего напряжения движения является возможным в синхронной опоре получаясь упрощенная математическая модель. В постоянном режиме, пульсация пространственных фазоров зависит от опоры и является единной для данной опоры; эквивалентные схемы являются неразличающимися в зависимости от опор.

ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ФАЗОРЫ
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
НЕСИМЕТРИЧНЫЙ РЕЖИМ

Галан, Н.: **Общие уравнения трифазного асинхронного двигателя применяемые к несиметричным режимам.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 300

Общие уравнения трифазного асинхронного двигателя были применены так для несиметричных отаторных, как и для несиметричных роторных режимов. Были выведены относительные системы в которых уравнения имеют самую простую форму; для роторных несиметрий были попределены полные уравнения позволяющие изучение двигателей с беличьей клеткой, имеющие пепрерывные шины или дефекты. Уточнились физические аспекты пространственных фазоров.

ДАТЧИК ХОЛЛА
ЦЕПИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Хелер, А.: **Возможность измерения силы растяжения в одном кабеле при помощи датчика Холла.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 305

В работе представляется мультипликатов Холла и условия в которых этот может быть использован в качестве датчика линейного перемещения. Описаны две цепи возбуждения, которые обеспечивают неомогенное магнитное поле постоянное вовремени, градиента магнитной индукции $\frac{\partial B}{\partial X}$ — пост., т.е. с линейной вариацией относительно OX. Представляется комплексный датчик для измерения силы растяжения в одном кабеле (известный в литературе), на основе которого представляется возможность измерения этой силы при помощи датчика Холла для перемещения, подчеркиваясь некоторые преимущества предложенного метода.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПРЕДЕЛЕННЫЕ С МИКРО ЭВМ
ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ—ТОК
ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ ПРОКРАММИРУЕМЫЕ ЦИФРОВЫМ СПОСОБОМ

Михаю, И. М.: **Интенфейсные схемы, использованные при определении в экеспериментах, ассистированного ЭВМ, статических характеристик электронных устройств.**
I-ая часть: **Устройства биполярного типа.**
II-ая часть: **Устройства квадриполярного типа.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 309

Работа представляет несколько интерфейсных схем для эксплуатации в постоянном токе или постоянном напряжении статических характеристик электронного устройства биполярного типа. (I-ая часть) и статических входных характеристик, а также выходных и передаточных статических характеристик любого устройства квадриполярного типа (II-ая часть).

ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ
КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД
СЛУЧАЙНЫЕ СИГНАЛЫ

Понел. С.: **Единичное вычисление при помощи корреляционного метода пероходных сличайных и определяющих режимов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 316

Представляется обеспеченная классификация возможных режимов, целесообразная для определяющих и случайных процессов. Вводится способ единичного вычисления переходных определяющих и случайных режимов.

ЦИФРОВЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ
ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
НАДЕЖНОСТЬ

Нитy, К.: **Алгорифмы и структуры высокой надежности для симетричных управлений в системах с автоматными регуляторами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 38,** № 8, ноябрь 1990 г., стр. 320

Описаны интерфейсные структуры для цифровых управлений в системах с автоматными регуляторами, основанные на использовании микропроцессоров одного бита. Представляются два класса цифровых усовершенствованных алкорифмов управления.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA SI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE ŞI ELECTRONICE

Electrotehnica nr. 8

MOTOR ASINCRON TRIFAZAT
FAZORI SPAŢIALI
SCHEME ECHIVALENTE

Consideraţii privind teoria modernă a maşinii asincrone trifazate

NICOLAE GALAN* — BUCUREŞTI

Introducere

În prezent majoritatea lucrărilor de specialitate prezintă teoria maşinii asincrone pe baza fazorilor spaţiali (mărimi reprezentative) din care rezultă multe aspecte noi, altfel greu de sesizat. În domeniul acţionărilor electrice această teoria a permis identificarea unor soluţii de reglare a turaţiei cu performanţe remarcabile. Modelele matematice pentru studiul motorului asincron au putut fi perfecţionate şi adaptate fără dificultate la problematica pusă de tehnica modernă.

În cadrul acestei teorii regimul permanent este prezentat ca un caz particular, evidenţiindu-se caracterul unitar al sistemului de ecuaţii generale care caracterizează maşina şi care este valabil în orice regim permanent sau tranzitoriu.

În teoria clasică a maşinii asincrone ecuaţiile regimului permanent se stabilesc şi pe baza datelor privind regimul de scurtcircuit al motorului (rotor calat), adică rotorul este caracterizat prin mărimi de stare echivalente care au pulsaţia mărimilor statorice. Teoria modernă a maşinilor electrice permite deducerea directă a ecuaţiilor regimului permanent din ecuaţiile generale ale maşinii asincrone scrise cu ajutorul fazorilor spaţiali fapt care facilitează interpretări fizice riguroase în orice reper.

* Prof. dr. ing. *Galan, N.* — Institutul Politehnic Bucureşti.

1. Modele matematice ale motorului asincron trifazat

Modelul matematic general al motorului asincron este reprezentat de următorul sistem de ecuaţii:

$$
\begin{aligned}
&u_1 = r_1 i_1 + j\,\nu_k\,\varphi_1 + \frac{d\varphi_1}{d\tau}; \quad \tau = \omega_b t,\\
&-u_2' = r_{2\tau}' i_2' + j(\nu_k - \nu)\,\varphi_2' + \frac{d\varphi_2'}{d\tau};\\
&\varphi_1 = x_{1\sigma} i_1 + x_\mu i_\mu, \qquad \nu_k = p\Omega_k/\omega_b,\\
&\varphi_2 = x_{2\sigma}' i_2' + x_\mu i_\mu, \qquad \nu = p\Omega_2/\omega_b,\\
&i_\mu = i_1 + i_2',
\end{aligned}
\tag{1}
$$

unde mărimile u_1, i_1, φ_1, u_2', i_2', φ_2', i_μ sînt fazori spaţiali.

Sistemul (1) este scris într-un reper arbitrar (k), care are viteza unghiulară $\Omega_k = \omega_k/p$ faţă de stator, iar mărimile sînt exprimate în unităţi relative; notaţiile din ecuaţiile (1) sînt cunoscute. În principal, se disting trei repere: sincron (K_0) fix faţă de rotor (R) şi fix faţă de stator (S). Fiecare reper prezintă avantaje şi dezavantaje, din această cauză este de preferat alegerea acelui reper în care fenomenele studiate comportă calcule mai puţine şi interpretări fizice simple.

În reperul sincron (K_0) viteza unghiulară a reperului Ω_k este $\Omega_k = \Omega_1 = \omega_1/P$ unde ω_1 este pulsaţia mărimilor statorice în regim permanent.

Sistemul de ecuaţii are forma (1) cu precizarea că $\nu_k = 1$, (se ia $\omega_b = \omega_1$), iar $\nu_k - \nu = s$.
Ecuaţiile (1) pot fi scrise şi sub forma :

$$-u_1 = r_1 i_1 + \frac{d\varphi_1}{d\tau} - e_1 = r_1 i_1 + jx_{1\sigma}\frac{di_1}{d\tau} + j\,x_\mu \frac{di_\mu}{d\tau} - e_1,$$

$$-u_2' = r_2' i_2' + \frac{d\varphi_2}{d\tau} - e_2' = r_2' i_2' + jx_{2\sigma}'\frac{di_2'}{d\tau} + jx_\mu \frac{di_\mu}{d\tau} - e_2', \qquad (2)$$

$$i_\mu = i_1 + i_2'; \quad \Omega_k = \omega_1/p,$$

unde $e_1 = -j\varphi_1$ şi $e_2' = -js\varphi_2'$ sînt t.e.m. de mişcare induse de fluxul total care înlănţuie înfăşurarea statorică şi respectiv rotorică.
Pentru observatorul din reperul sincron atît înfăşurarea statorică cît şi înfăşurarea rotorică sînt în mişcare.

Ecuaţiile motorului asincron în forma (2) permit construirea schemei echivalente în reperul sincron (fig. 1 a).

Sistemul de ecuaţii (1) poate fi scris în reperul fix faţă de stator (S), în care caz $\Omega_k = 0$ şi, deci, $\nu_k = 0$ adică t.e.m. e_1 (fazor spaţial) de mişcare indusă în înfăşurarea statorică este nulă. Acest ultim fapt este natural, deoarece pentru observatorul din acest reper înfăşurarea statorică este imobilă. Sistemul de ecuaţii (1) devine :

$$u_1 = r_1 i_1 + \frac{d\varphi_1}{dt} = r_1 i_1 + x_{1\sigma}\frac{di_1}{d\tau} + x_\mu \frac{di_\mu}{d\tau},$$

$$-u_2' = r_2' i_2' + \frac{d\varphi_2'}{d\tau} - e_2 = r_2' i_2' + x_{2\sigma}'\frac{di_2'}{d\tau} + x_\mu \frac{di_\mu}{d\tau} - e_2', \qquad (3)$$

$$i_\mu = i_1 + i_2', \; e_2' = j\nu\varphi_2', \; \nu = p\Omega_2/\omega_1; \Omega_k = 0.$$

Sistemul de ecuaţii (3) conduce la schema echivalentă din figura 1 b. Ecuaţia pentru mărimile estatorice din sistemul (3) este mai simplă.

În reperul fix faţă de rotor (R), viteza unghiulară $\Omega_k = \Omega_2$ şi deci $e_2 = 0$, iar $e_1 = -j\nu\varphi_1$. T.e.m. (fazor spaţial) e_2 indusă în circuitul rotoric este nulă deoarece pentru observatorul din reper înfăşurarea rotorică este imobilă.

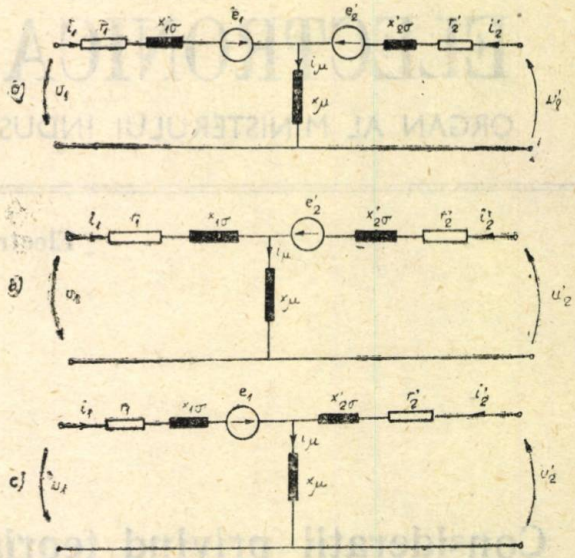


Fig. 1. Schemele echivalente ale motorului asincron trifazat în diferite sisteme de referinţă : a) sistemul de referinţă sincron (K_0) ; b) sistemul de referinţă fix faţă de stator (S) ; c) sistemul de referinţă fix faţă de rotor (R).

Sistemul de ecuaţii (1) devine :

$$u_1 = r_1 i_1 + \frac{d\varphi_1}{dt} - e_1 = r_1 i_1 + x_{1\sigma}\frac{di_1}{d\tau} + x_\mu \frac{di_\mu}{d\tau} - e_1,$$

$$-u_2' = r_2' i_2' + \frac{d\varphi_2'}{d\tau} = r_2 i_2 + x_{2\sigma}'\frac{di_2'}{d\tau} + x_\mu \frac{di_\mu}{d\tau} \qquad (4)$$

$$i_\mu = i_1 + i_2', \quad \Omega_k = \Omega_2, \quad \nu = p\Omega_2/\omega_1.$$

Acestui sistem de ecuaţii îi corespunde schema echivalentă din figura 1c. Ecuaţia pentru mărimile rotorice din sistemul (4) este mai simplă.

Se constată că sistemul de ecuaţii şi respectiv schemele echivalente diferă în funcţie de reperul ales. Alegerea sistemului de referinţă pentru analiza unor fenomene este important atît pentru efectuarea calculelor cît şi pentru interpretările fizice ale rezultatelor. În figura 2 se prezintă axele reperelor considerate ; vitezele unghiulare ale reperelor K şi R sînt considerate în raport cu statorul.

2. Modelul matematic simplificat al maşinii asincrone

În studiul proceselor tranzitorii lente se pot neglija t.e.m. de transformatoare, însă această neglijare nu este posibilă în orice sistem de referinţă. Astfel în sistemul de referinţă S

dacă se consideră $\frac{d\varphi_1}{d\tau} \simeq 0$ atunci din ecuaţiile (3) rezultă $u_1 = R_1 i_1$ ceea ce este absurd. Similar în reperul R dacă $\frac{d\varphi_2}{d\tau} \simeq 0$ atunci din ecuaţiile (4) rezultă $-u_2 = R_2 i_2$.

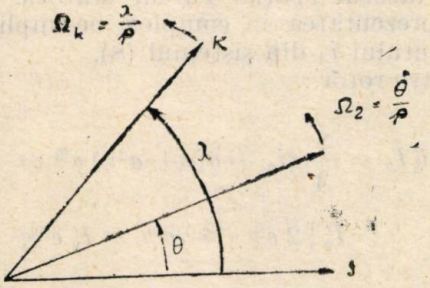


Fig. 2. Sistemele de referinţă cu indicarea vitezelor unghiulare calculate în raport cu statorul.

Neglijarea t.e.m. de transformare este posibilă numai în acele repere în care t.e.m. de mişcare au o pondere substanţială. Sistemul de referinţă sincron K_0 corespunde acestei cerinţe şi prin urmare pentru procesele lente se poate considera :

$$\frac{d\varphi_1}{d\tau} \simeq 0, \quad \frac{d\varphi'_2}{d\tau} \simeq 0, \tag{5}$$

în acest caz ecuaţiile (2) devin :

$$\begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 - e_1 = r_1 i_1 + j x_{1\sigma} i_1 + j x_\mu i_\mu = \\ &= r_1 i_1 + j x_{1\sigma} i_1 - e_{1\mu}, \end{aligned} \tag{6}$$

$$-u'_2 = r'_2 i'_2 - e'_2 = r'_2 i'_2 + j s x'_{2\sigma} i'_2 + j s x_\mu i_\mu,$$

$$i_1 + i'_2 = i_\mu.$$

A doua ecuaţie din sistemul (6) se poate scrie sub forma

$$\begin{aligned} -\frac{u'_2}{s} &= \frac{r'_2}{s} i'_2 + j x'_{2\sigma} i'_2 + j x_\mu i_\mu = \\ &= \frac{r'_2}{s} i'_2 + j x'_{2\sigma} i'_2 - e'_{2\mu}; \; e'_{2\mu} = e_{1\mu}. \end{aligned} \tag{7}$$

În reperul K_0, statorul (deci şi conductoarele înfăşurării) are viteza unghiulară $-\Omega_1$, iar rotorul are viteza unghiulară $-s\Omega_1$, adică fiecare din cele două armături are viteza unghiulară diferită de zero şi relaţiile (5) sînt posibile.

Ecuaţiilor (6) şi (7) le corespunde schema electrică echivalentă din figura 3, care este identică cu cea din regim permanent. Acest ultim fapt explică extinderea relaţiilor din regimul permanent şi la unele regimuri tranzitorii unde sînt posibile aproximaţiile (5).

3. Regimul permanent simetric al maşinii asincrone

În regim permanent, mărimile de stare au o variaţie sinusoidală în timp, de exemplu, curenţii statorici se pot scrie sub forma :

$$\begin{aligned} i_A &= I_1 \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \\ i_B &= I_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_C &= I'_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{8}$$

şi orice sistem de mărimi statorice se scrie în mod asemănător ; curenţii rotorici cu pulsaţia $\omega_2 = s\omega_1$ şi deci :

$$\begin{aligned} i'_a &= I'_2 \sqrt{2} \cos(s\omega_1 t + \varphi_2) \\ i'_b &= I'_2 \sqrt{2} \cos\left(s\omega_1 t + \varphi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i'_c &= I'_2 \sqrt{2} \cos\left(s\omega_1 t + \varphi_2 - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \tag{9}$$

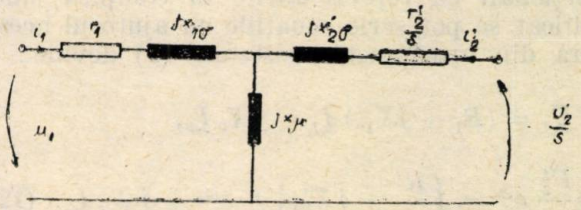


Fig. 3. Schema echivalentă a motorului asincron trifazat corespunzătoare modelului matematic simplificat

Raportarea mărimilor rotorice la cele statorice nu afectează pulsaţia mărimilor rotorice, această raportare se face în cazul general aşa cum s-a procedat pentru sistemul (1).

Fazorii spaţiali îşi păstrează amplitudinea în orice reper însă pulsaţia lor depinde de reper.

3.1. Ecuaţiile motorului asincron în reperul sincron

În reperul sincron K_0, curentul reprezentativ statoric (fazor spaţial), în unităţi fizice ($i_1 I_b$) este :

$$\begin{aligned} i_1 I_b &= \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_C) e^{-j\lambda} = \\ &= \sqrt{2}\, I_1 e^{j\varphi_1} e^{-j\lambda_0} = \underline{I}_1 \sqrt{2}\, e^{-j\lambda_0}; \\ I_1 &= I_1 e^{j\varphi_1}; \quad \lambda = \omega_1 t + \lambda_0, \end{aligned} \tag{10}$$

unde I_1 este reprezentarea în complex simplificat a curentului statoric i_A din sistemul (8) exprimat în unităţi relative.

Curentul reprezentativ rotoric (fazor spaţial) în unităţi fizice ($i'_2 I'_b$) este :

$$i'_2 I_b = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c)\, e^{-j(\lambda-\theta)} =$$

$$= I'_2 \sqrt{2}\, e^{j\varphi_2}\, e^{-j(\lambda_0-\theta_0)} = \underline{I}'_2 \sqrt{2}\, e^{-j(\lambda_0-\theta_0)}; \qquad (11)$$

$$\underline{I}'_2 = I'_2 e^{j\varphi_2},$$

$$\theta = p\,\Omega_2\, t + \theta_0,$$

unde $\underline{I}'_2$ este reprezentarea în complex simplificat a curentului $\underline{i}_a$ din sistemul (9) exprimat în unităţi relative, iar I_b este curentul de bază statoric; λ_0 determină poziţia reperului K_0 la momentul $t = 0$, iar θ_0 determină poziţia rotorului la $t = 0$.

Oricare din fazorii spaţiali statorici se calculează în conformitate cu (10), iar cei rotorici în conformitate cu (11).

De remarcat că atît fazorii spaţiali statorici, cît şi cei rotorici au frecvenţa nulă în reperul K_0, deci derivatele în raport cu timpul a acestor fazori sînt nule. Fazorii spaţiali fiind proporţionali cu reprezentările în complex simplificat se pot scrie ecuaţiile cu ajutorul acestora din urmă, astfel sistemul (2) devine :

$$\underline{U}_1 = (R_1 + jX_{1\sigma})\,\underline{I}_1 + j X_\mu \underline{I}_\mu,$$

$$-\frac{\underline{U}'_2}{s} e^{j\theta_0} = \left(\frac{R'}{s} + jX'_{2\sigma}\right)\underline{I}'_2 e^{j\theta_0} + j X_\mu \underline{I}_\mu, \qquad (12)$$

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 e^{j\theta_0}.$$

Dacă se au în vedere şi pierderile în fier atunci ultima ecuaţie din (12) devine :

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_w + \underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 e^{j\theta_0}. \qquad (13)$$

Sistemului de ecuaţii (12) îi corespunde o schemă electrică echivalentă ca în figura 3 cu deosebirea că parametrii electrici se exprimă în unităţi fizice. Dacă se ţine seama de relaţia (13) atunci în paralel cu reactanţa X_μ se introduce rezistenţa R_w corespunzătoare pierderilor în fier, adică se obţine schema electrică echivalentă clasică.

3.2. Ecuaţiile motorului asincron în reperul fix faţă de stator

În reperul S (fix faţă de stator) fazorii spaţiali consideraţi în (11) şi (12) se calculează pentru $\lambda = 0$.

Pentru stator :

$$i_1 I_b = \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_C) =$$

$$= I_1 \sqrt{2}\, e^{j(\omega_1 t+\varphi_1)} = \dot{I}_1, \qquad (14)$$

adică fazorul spaţial curent statoric coincide cu reprezentarea în complex nesimplificat $\dot{I}_1$ a curentului i_A din sistemul (8).

Pentru rotor :

$$i'_2 I_b = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c)\, e^{j\theta} =$$

$$= I'_2 \sqrt{2}\, e^{j(\omega_1 t+\varphi_2)}\, e^{j\theta_0} = I'_2 e^{j\theta_0}, \qquad (15)$$

adică fazorul spaţial curent rotoric este proporţional cu reprezentarea în complex nesimplificat $\dot{I}_2$ a curentului i_a, care ar avea pulsaţia ω_1 şi nu $s\omega_1$, ca în sistemul (9). În acest reper toţi fazorii spaţiali statorici şi rotorici au aceeaşi pulsaţie ω_1; derivatele fazorilor spaţiali sînt diferite de zero :

$$\varphi_b \frac{d\varphi_1}{dt} = j\,\omega_1\,\varphi_1\,\varphi_b; \quad \varphi_b \frac{d\dot{\varphi}_2}{dt} =$$

$$= j\,\omega_1\,\varphi_b\,\dot{\varphi}_2; \quad \tau = \omega_1 t. \qquad (16)$$

Înlocuind în sistemul de ecuaţii (2) şi efectiund calculele se obţine :

$$\dot{U}_1 = (R_1 + jX_{1\sigma})\,\dot{I}_1 + j X_\mu \dot{I}_\mu,$$

$$-\frac{\dot{U}_2}{s} e^{j\theta_0} = \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_{2\sigma}\right)\dot{I}'_2 e^{j\theta_0} + j X_\mu \dot{I}_\mu, \qquad (17)$$

$$\dot{I}_{1_0} = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 e^{j\theta_0}.$$

Ecuaţiile (17) au aceeaşi structură ca şi ecuaţiile (12), deci schema echivalentă este aceeaşi ca şi în reperul sincron, doar că tensiunile şi curenţii schemei echivalente au pulsaţia ω_1.

3.3. Ecuaţiile motorului asincron în reperul fix faţă de rotor

În reperul R (fix faţă de rotor) fazorii spaţiali consideraţi în (11) şi (12) se calculează pentru $\lambda = \theta$.

Pentru stator :

$$i_1 I_b = \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_C)\, e^{-j\theta} =$$

$$= I_1 \sqrt{2}\, e^{j(s\omega_1 t+\varphi_1)} = \dot{I}_1 e^{j\theta_0}, \qquad (18)$$

adică fazorul spațial curent statoric are pulsația $s\omega_1$ egală cu a curenților din rotor și este proporțional cu reprezentarea în complex nesimplificat a curentului i_A, care ar avea pulsația $s\omega_1$ și nu ω_1 ca în relațiile (8).

Pentru rotor :

$$i_2 I_b = \frac{2}{3}(i_a + a i_b + a^2 i_c) = \\ = I_2' \sqrt{2}\, e^{j(s\omega_1 t + \varphi_2)} = \dot{I}_2', \tag{19}$$

adică fazorul spațial curent rotoric coincide cu reprezentarea în complex nesimplificat a curentului i_a din sistemul (9).

În reperul fix față de rotor toți fazorii spațiali, statorici și rotorici au aceeași pulsație $s\omega_1$; derivatele fazorilor spațiali sînt diferite de zero :

$$\varphi_b \frac{d\varphi_1}{dt} = j\, s\, \omega_1\, \dot{\varphi}_1\, \varphi_b ; \\ \varphi_b \frac{d\varphi_2}{dt} = j\, s\, \omega_1\, \dot{\varphi}_b'\, \varphi_b. \tag{20}$$

Înlocuind în sistemul de ecuații (2) și efectuînd calculele se obține :

$$\underline{U}_1 e^{j\theta_0} = (R_1 + j X_{1\sigma})\, \dot{I}_1 e^{j\theta_0} + j X_\mu \dot{I}_\mu, \\ -\frac{\dot{U}_2'}{s} = \left(\frac{R_2'}{s} + j X_{2\sigma}'\right) \dot{I}_2' + j X_\mu \dot{I}_\mu, \tag{21} \\ \dot{I}_{10} = \dot{I}_1 e^{j\theta_0} + \dot{I}_2'.$$

Se constată că ecuațiile (2) au aceeași structură ca și ecuațiile (12), deci schema echivalentă este aceeași ca și în reperul sincron doar că tensiunile și curenții schemei echivalente au pulsația $s\omega_2$.

Analiza sistemul de ecuații ale mașinii asincrone în regim permanent în cele trei repere (K_0, S, R) evidențiază faptul că schema echivalentă este indiscernabilă în raport cu reperele considerate, structura ei este aceeași doar fazorii spațiali își modifică pulsația așa cum s-a arătat. Acest fapt a permis ca teoria clasică a regimului permanent să nu necesite în mod explicit reperul în care se scriu ecuațiile.

Unghiul θ_0 care apare explicit în ecuații, nu influențează decalajul relativ dintre tensiunea U_2' și curentul I_2' și deci nici circulația puterilor în regim permanent. Poziția rotorului la momentul $t = 0$ indicată de unghiul θ_0 prezintă interes, de exemplu în cazul cînd mașina asincronă este dublu alimentată. În cazul funcționării normale a motorului asincron, cînd $U_2' = 0$, se poate considera $\theta_0 = 0$ sau se presupune inclus în defazajul curentului obținîndu-se ecuațiile regimului permanent cunoscute.

4. Concluzii

Teoria modernă a mașinii asincrone permite interpretări fizice riguroase și identificarea unor soluții de reglare a turației cu performanțe ridicate.

Ecuațiile motorului asincron și schemele electrice echivalente corespunzătoare au fost prezentate în reperele sincron, fix față de stator și fix față de rotor. Se constată că neglijarea derivatelor fluxurilor magnetice (t.e.m. de transformare) este posibilă doar în reperul sincron; o astfel de operație în alte repere (S sau R) conduce la rezultatele inacceptabile. În reperul sincron se obține modelul matematic simplificat care permite studiul proceselor tranzitorii lente.

În regim permanent, calculele au fost exemplificate pe două mărimi și anume curentul reprezentativ statoric și curentul reprezentativ rotoric, toate mărimile din ecuații se calculează în același mod. Se evidențiază pulsațiile mărimilor reprezentative în fiecare reper și că schemele echivalente sînt indiscernabile în raport cu reperele considerate. Schema echivalentă din regim permanent este identică cu cea corespunzătoare modelului matematic simplificat.

În mod natural, teoria modernă a mașinilor electrice de curent alternativ se caracterizează prin simplitate, interpretări riguroase și permite identificarea unor noi soluții în acționările electrice.

Bibliografie

[1] *Kovács K. P.* Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, Editura tehnică, București, 1980.

[2] *Galan N., Ghiță C., Cistelecan M.* Mașini electrice, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.

[3] *Galan N.*, Fluxul magnetic reprezentativ unic al mașinilor electrice de curent alternativ, Buletinul I.P.B., seria Electrotehnică, **tomul I**, 1988, p. 57—66.

[4] *Bordry F., De Forrel B., Trannay B.* Flux and speed numerical control at a voltage fed asynchronons induction machine, IEE Proceedings, **vol. 127**, pt. B, nr. 2, 1980, p. 91—95.

[5] *Khater F.M.H., Novotny D. W.*, Efficiency optimization for constant horsepower operation of induction machines. International Conferince on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Turin, 1986.

FAZORI SPAȚIALI
MOTOR ASINCRON
REGIM NESIMETRIC

Ecuațiile generale ale motorului asincron trifazat aplicate la regimuri nesimetrice

NICOLAE GALAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Ecuațiile generale ale motorului asincron trifazat se exprimă cu ajutorul fazorilor spațiali (mărimi reprezentative). Aceste ecuații se pot scrie cu ușurință în orice sistem de referință; fazorii spațiali esențializează într-o formă unitară și concisă funcționarea motorului trifazat. În lucrare se evidențiază substanța fizică a fazorilor spațiali și prin aceea că aplicarea ecuațiilor generale în condiții fizice bine determinate conduce la rezultate care includ elementele teoriei clasice.

De obicei, regimurile simetrice sînt tratate pe alte căi introducîndu-se alte sisteme de coordonate, care complică tratarea acestor regimuri, ori prin stabilirea exactă a condițiilor fizice din regimurile nesimetrice se constată că ecuațiile generale permit o descriere completă a acestor regimuri. Studiul regimurilor nesimetrice prezintă interes deoarece sînt întîlnite în practică. Regimul nesimetric se întîlnește în multe variante, o serie din aceste variante pot fi echivalate cu o alimentare cu un sistem de tensiuni nesimetric, de aceea se va analiza mai întîi această situație.

1. Ecuațiile generale ale motorului asincron trifazat

Într-un referențial oarecare K ecuațiile motorului asincron trifazat sînt:

$$u_{sk} = R_1 i_{sk} + j\,\omega_k\,\varphi_{sk} + \frac{d\varphi_{sk}}{dt},$$

$$-u'_{rk} = R'_2\,i_{rk} + j(\omega_k - \omega_r)\,\varphi_{rk} + \frac{d\,\varphi r_k}{dt}, \qquad (1)$$

s-a utilizat indicele s pentru stator și indicele r pentru rotor; s-a alăturat indicele k care evidențiază referențialul considerat.

Mărimile de stare din ecuațiile (1) sînt mărimi reprezentative (fazori spațiali).

Fluxurile magnetice reprezentative se pot scrie sub forma:

$$\varphi_{sk} = L_s\,i_{sk} + L_m\,i_{rk} = L_{1\sigma}\,i_{sk} + w_1 k_{w_1}\,\varphi_\mu,$$

$$\varphi_{rk} = L_r\,i_{rk} + L_m\,i_{sk} = L_{2\sigma}\,i_{rk} + w_2 k_{w_2}\varphi_\mu \qquad (2)$$

$$\varphi_\mu = \frac{3}{2} L_m \cdot \frac{i_\mu}{w_2 k_{w_2}}.$$

Toate mărimile din relațiile (2) sînt definite în reperul K (fig. 1); notațiile utilizate în relațiile (1) și (2) sînt cunoscute.

Se preferă în lucrare noțiunea de mărime reprezentativă deoarece noțiunea de fazor spațialo-temporal ar putea conduce la ideea că mărimile considerate au o variație sinusoidală în timp și spațiu, ori variația în timp a mărimilor care definesc o mărime reprezentativă poate fi oarecare. Faptul că tensiunea magnetică rezultantă din întrefierul mașinii electrice produsă de o înfășurare trifazată este proporțională cu expresia curentului reprezentativ, constituie suportul fizic al mărimilor reprezentative (fazori spațiali).

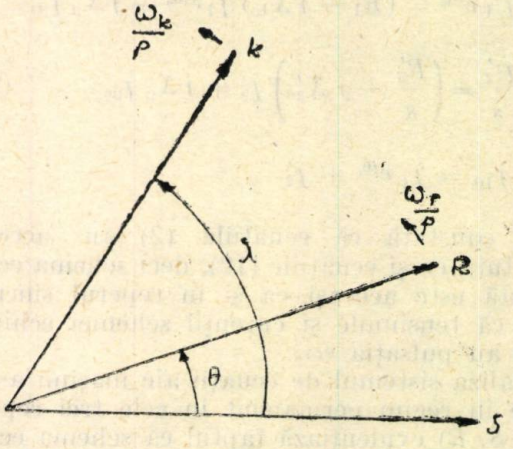


Fig. 1. Sisteme de referință și vitezele unghiulare în raport cu statorul: S — fix față de stator; R — fix față de rotor; K — sistem de referință cu viteza unghiulară ω_k/p.

2. Regimul permanent nesimetric al motorului asincron trifazat

Motorul se alimentează cu sistemul trifazat nesimetric de tensiuni $\underline{U}_A, \underline{U}_B, \underline{U}_C$ care satisface condiția:

$$\underline{U}_A + \underline{U}_B + \underline{U}_C = 0. \qquad (3)$$

Sistemul de tensiuni trifazat nesimetric $\underline{U}_A$, $\underline{U}_B$, $\underline{U}_C$ se descompune în două sisteme trifa-

* Prof. dr. ing. *Galan, N.* — Institutul Politehnic București.

zate simetrice de tensiuni: sistemul trifazat de tensiuni de succesiune directă ($\underline{U}_d$, $a\underline{U}_d$, $a^2\underline{U}_d$); sistemul trifazat de tensiuni de succesiune inversă ($\underline{U}_i$, $a^2\underline{U}_i$, $a\underline{U}_i$). Tensiunile de referință $\underline{U}_d$ și $\underline{U}_i$ pentru cele două sisteme trifazate se calculează cu relațiile:

$$\underline{U}_d = \frac{1}{3}(\underline{U}_A + a\,\underline{U}_B + a^2\underline{U}_C),$$

$$\underline{U}_i = \frac{1}{3}(\underline{U}_A + a^2\underline{U}_B + a\underline{U}_C). \qquad (4)$$

Așa cum este cunoscut, motorul asincron trifazat alimentat cu un sistem de tensiuni trifazat nesimetric se poate echivala cu două mașini asincrone trifazate — de construcție identică — avînd rotoarele cuplate rigid, iar cele două statoare sînt alimentate cu cele două sisteme trifazate simetrice de tensiuni (fig. 2, $\Omega_1 = \omega_1/p$ este viteza unghiulară a cîmpului magnetic învîrtitor din fiecare mașină avînd sensul corespunzător succesiunii sistemului de tensiuni).

Pentru fiecare mașină asincronă se aplică sistemul de ecuații (1) particularizat pentru regimul permanent.

Pentru mașina asincronă în regim de motor, notată *I* în figura 2, se consideră reperul sincron care are viteza unghiulară $\Omega_k = \frac{\omega_k}{p} = \Omega_1$ în care caz mărimile reprezentative devin:

$$i_{sk} = I_{1d}\sqrt{2}, u_{sk} = U_d\sqrt{2}, i_{rk} = I_{2d}\sqrt{2}, u_{rk} = 0. \qquad (5)$$

În reperul sincron, mărimile de stare nu depind de timp.

Fluxurile magnetice conform relațiilor (2) devin:

$$\varphi_{sk} = L_{1\sigma} I_{1d}\sqrt{2} + L_\mu I_{\mu d}\sqrt{2},$$

$$\varphi_{rk} = L_{2\sigma} I_{2d}\sqrt{2} + \frac{w_2 k w_2}{w_1 k w_1} L_\mu I_{\mu d}\sqrt{2}, \qquad (6)$$

$$I_{\mu d} = I_{1d} = I'_{2d}.$$

Ecuațiile (1) nu vor conține derivatele în raport cu timpul și pentru motorul asincron I se obțin ecuațiile cunoscute:

$$\underline{U}_d = R_1 \underline{I}_{1d} + jX_{1\sigma} I_{1d} + jX_\mu \underline{I}_{\mu d},$$

$$0 = \frac{R'_2}{s}\underline{I}'_2 + jX'_{2\sigma}\underline{I}'_{2d} + j X_\mu \underline{I}_{\mu d}, \qquad (7)$$

$$\underline{I}_{\mu d} = \underline{I}_{1d} + \underline{I}'_{2d}.$$

Ecuațiile (7) sînt scrise în reperul sincron și reprezintă un caz particular al ecuațiilor (1).

Pentru sistemul de tensiuni de succesiune inversă este necesar un alt sistem de referință care să permită obținerea unor ecuații simple. Procedînd ca și în cazul ecuațiilor (7) rezultă că reperul K_i trebuie considerat că are viteza $-\Omega_1$, adică se rotește în sens invers succesiunii fazelor.

Se aplică sistemul de ecuații (1) mașinii asincrone notată II în figura 2 și care funcționează în regim de frînă. În acest scop se calculează mărimile reprezentative în reperul K_i (fig. 3) avînd viteza $-\Omega_1$ (reper sincron în raport cu sistemul de tensiuni trifazat de succesiune inversă).

Pentru exemplificare se calculează curenții reprezentativi statoric și rotoric.

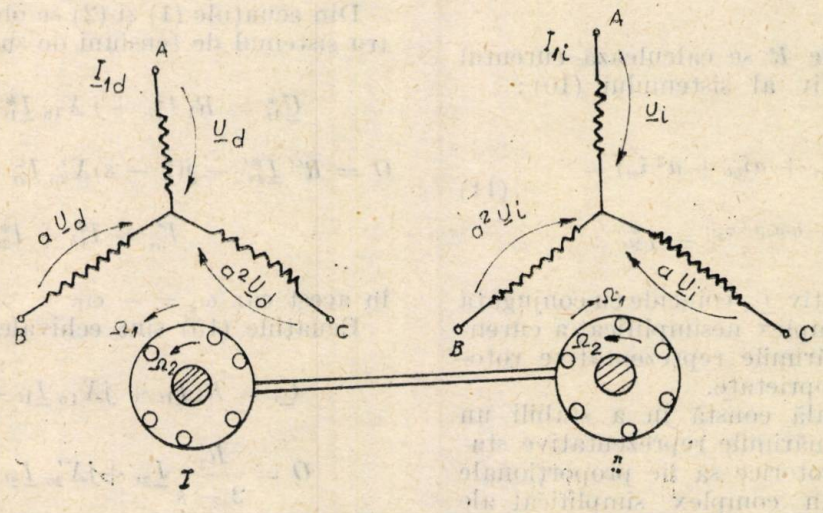


Fig. 2. Mașinile asincrone echivalente motorului alimentat cu un sistem de tensiuni nesimetric; I — mașina în regim de motor; II — mașina în regim de frînă.

Sistemul trifazat simetric al curenților statorici de succesiune inversă este:

$$i_{Ai} = I_{1i}\sqrt{2}\cos(\omega_1 t + \varphi_{1i})$$

$$i_{Bi} = I_{1i}\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t + \varphi_{1i} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (8)$$

$$i_{Ci} = I_{1i}\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t + \varphi_{1i} + \frac{4\pi}{3}\right).$$

În reperul statoric S se obține curentul reprezentativ statoric $\underline{i}_{si}$ al sistemului trifazat de curenți de succesiune inversă (8):

$$\underline{i}_{si} = \frac{2}{3}(i_{Ai} + a i_{Bi} + a^2 i_{Ci}) =$$

$$= I_{1i}\sqrt{2}\, e^{-j(\omega_1 t + \varphi_{1i})} = I^*_{1i}, \quad (9)$$

adică în reperul statoric S curentul reprezentativ în regim permanent i_{si} coincide cu conjugata reprezentării în complex nesimplificat a curentului i_{Ai}; toate mărimile reprezentative statorice au această proprietate.

Sistemul trifazat simetric al curenților rotorici de succesiune inversă este:

$$i_{ai} = I_{2i}\sqrt{2}\cos(s_i\,\omega_1 t + \varphi_{2i}),$$

$$i_{bi} = I_{2i}\sqrt{2}\cos\left(s_i\,\omega_1 t + \varphi_{2i} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (10)$$

$$i_{ci} = I_{2i}\sqrt{2}\cos\left(s_i\,\omega_1 t + \varphi_{2i} + \frac{4\pi}{3}\right),$$

unde $s_i = 2 - s$.

În reperul rotoric R se calculează curentul rotoric reprezentativ al sistemului (10):

$$\underline{i}_{ri} = \frac{2}{3}(i_{ai} + a i_{bi} + a^2 i_{ci}) =$$

$$= I_{2i}\, e^{-j(s_i\omega_1 t + \varphi_{2i})} = \dot{I}^*_{2i}, \quad (11)$$

curentul reprezentativ $\underline{i}_{ri}$ coincide cu conjugata reprezentării în complex nesimplificat a curentului i_{ai}; toate mărimile reprezentative rotorice au această proprietate.

Problema esențială constă în a stabili un reper în care atît mărimile reprezentative statorice, cît și cele rotorice să fie proporționale cu reprezentările în complex simplificat ale mărimilor fazelor de referință (AX pentru stator și ax pentru rotor). Un astfel de reper este reperul K_i care are viteza unghiulară $-\Omega_1$ (fig. 3); în acest caz avem relația:

$$\lambda = -p\,\Omega_1 t = -\omega_1 t. \quad (12)$$

Mărimile reprezentative statorice și rotorice se transcriu în reperul K_i, aceasta se exemplifică cu ajutorul relațiilor (9) și (11):

$$\underline{i}_{sik} = \underline{i}_{si}\, e^{-j\lambda} = \dot{I}^*_{1i}\, e^{j\omega_1 t} = \sqrt{2}\, I_{1i}\, e^{-j\varphi_{1i}} =$$

$$= \sqrt{2}\, \underline{I}^*_{1i} \quad (13)$$

$$\underline{i}_{rik} = \dot{I}^*_{2i}\, e^{-j(\lambda-\theta)} = \dot{I}^*_{2i}\, e^{-j(-\omega_1 t - p\Omega_2)} = \sqrt{2}\, \underline{I}^*_{2i}$$

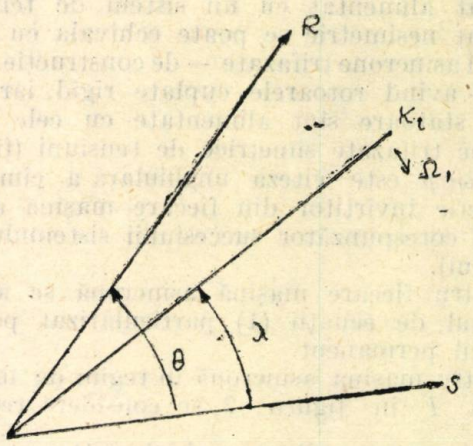


Fig.3. Sistemul de referință K_i pentru sistemul de mărimi de succesiune inversă.

unde Ω_2 este viteza unghiulară a rotorului și:

$$\lambda - \theta = -\omega_1 t - p\,\Omega_2 t =$$

$$= -\omega_1(2 - s); \quad \theta = p\Omega_2 t. \quad (14)$$

Din ecuațiile (1) și (2) se obțin ecuațiile pentru sistemul de tensiuni de succesiune inversă:

$$\underline{U}^*_{1i} = R_1 I^*_{1i} - j X_{1\sigma}\, \underline{I}^*_{1i} - j X_\mu\, I^*_{\mu i},$$

$$O = R''\, \underline{I}^{*\prime}_{2i} - j(2 - s) X'_{2\sigma}\, I^{*\prime}_{2i} - j X_\mu\, I^*_{\mu i}\,(2 - s),$$

$$I^*_{\mu i} = I^*_{1i} + I^{*\prime}_{2i}, \quad (15)$$

în acest caz $\omega_k = -\omega_1$.

Ecuațiile (15) sînt echivalente cu ecuațiile:

$$\underline{U}_i = R_1 \underline{I}_{1i} + j X_{1\sigma}\, \underline{I}_{1i} + j X_\mu\, I_{\mu i},$$

$$O = \frac{R'_2}{2 - s}\, \underline{I}_{2i} + j X'_{2\sigma}\, \underline{I}_{2i} + j X_\mu\, \underline{I}_{\mu i}, \quad (16)$$

$$\underline{I}_{\mu i} = \underline{I}_{1i} + \underline{I}'_{2i}.$$

Ecuațiile (7) și (16) sînt scrise în două repere distincte: acest fapt nu reprezintă un dezavantaj important deoarece cuplul electromagnetic și valorile efective ale mărimilor de stare nu depind de reper, iar orice mărime de stare poate fi transcrisă simplu în orice reper în conformitate cu relațiile cunoscute.

Ecuațiile (7) și (16) sînt consecințe directe ale sistemului de ecuații (1).

3. Nesimetrie în rotor

Se consideră mașina asincronă trifazată cu rotor bobinat la care o fază rotorică este întreruptă (fenomenul Görges). Sistemul de tensiuni aplicat statorului se consideră simetric, motorul funcționează la alunecarea s. În figura 4 se prezintă schema mașinii în condițiile prezentate. Curentul rotoric care parcurge înfășurările ax și by este notat I_2 și are pulsația $\omega_2 = s\omega_1$. Din această schemă rezultă:

$$\underline{I}_a = 0,\ \underline{I}_b = \underline{I}_2,\ \underline{I}_c = -\underline{I}_2. \tag{17}$$

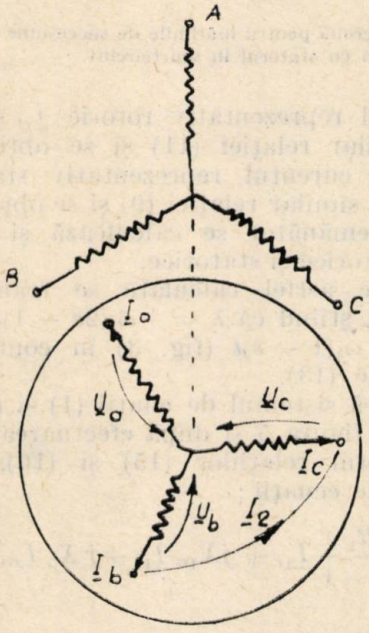


Fig.4. Schema motorului asincron cu fază întreruptă în rotor.

Curenții $\underline{I}_a$, $\underline{I}_b$, $\underline{I}_c$ se descompun în două sisteme trifazate simetrice, unul de succesiune directă și altul de succesiune inversă ($\underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c = 0$). Curenții corespunzători celor două sisteme trifazate se calculează cu relațiile:

$$\underline{I}_{2d} = \frac{1}{3}(a - a^2)\,I_2;\qquad \underline{I}_2 = \frac{1}{3}(a^2 - a)\,\underline{I}_2 \tag{18}$$

adică:

$$I_{2d} = -\underline{I}_{2i}.$$

Pentru tensiuni rezultă $\underline{U} \neq 0$, $\underline{U}_b = \underline{U}_c$ și se obține $\underline{U}_{2d} = \underline{U}_{2i} = \underline{U}_2$.

Mașina asincronă cu faza rotorică întreruptă poate fi echivalată cu două mașini asincrone avînd rotoarele cuplate rigid și care se prezintă ca în figura 5.

Ca și în paragraful 3 se deduce sistemul de ecuații corespunzător sistemului de succesiune directă (mașina I din figura 5) în reperul sincron și se obține:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1\,\underline{I}_{1d} + j\,X_\mu\,I_{\mu d}\quad \underline{Z}_1 = R_1 + j\,X_{1c},$$

$$-\frac{\underline{U}'_2}{s} = \underline{Z}'_{2s}\,I'_{2d} + j\,X_\mu\,I_{\mu d}\quad Z'_{2s} = \frac{R'}{s} + j\,X'_{2c}, \tag{19}$$

$$\underline{I}_{1d} + \underline{I}_{2d} = \underline{I}_{\mu d},$$

aceste ecuații sînt scrise în reperul sincron pentru mașina I.

Cîmpul magnetic învîrtitor de succesiune inversă are față de rotor viteza unghiulară $-\frac{\omega_2}{p}$ (s-a luat ca sens pozitiv pentru vitezele unghiulare sensul vitezei unghiulare a cîmpului magnetîc învîrtitor de succesiune directă). Dacă se consideră reperul fix față de rotor (R) atunci statorul are viteza unghiulară $-\Omega_2$ și pentru acest cîmp definim alunecarea statorului s_i întocmai ca la mașina asincronă:

$$s_i = \frac{-\frac{\omega_2}{p} - (-\Omega_2)}{-\frac{\omega_2}{p}} = \frac{-s\omega_1 + \omega_1(1-s)}{-s\omega_1} = 2 - \frac{1}{s}, \tag{20}$$

regimul de motor se caracterizează prin aceea că $0 < n_2 < \frac{\omega_2}{p}$ adică $s_i \in (0, 1)$ echivalent cu $s \in \left(\frac{1}{2}, 1\right)$.

Pulsația curenților din stator induși de cîmpul magnetic învîrtitor de succesiune inversă este $\omega_i = s_i\omega_2 = \omega_1(2s - 1)$, iar turația n_2 poate fi pusă sub forma $n_2 = \omega_2(1 - s_i)$, sau $n_2 = \omega_1(1 - s)$.

Reperul în care se studiază mărimile de succesiune inversă are viteza unghiulară $-\frac{\omega_2}{p}$

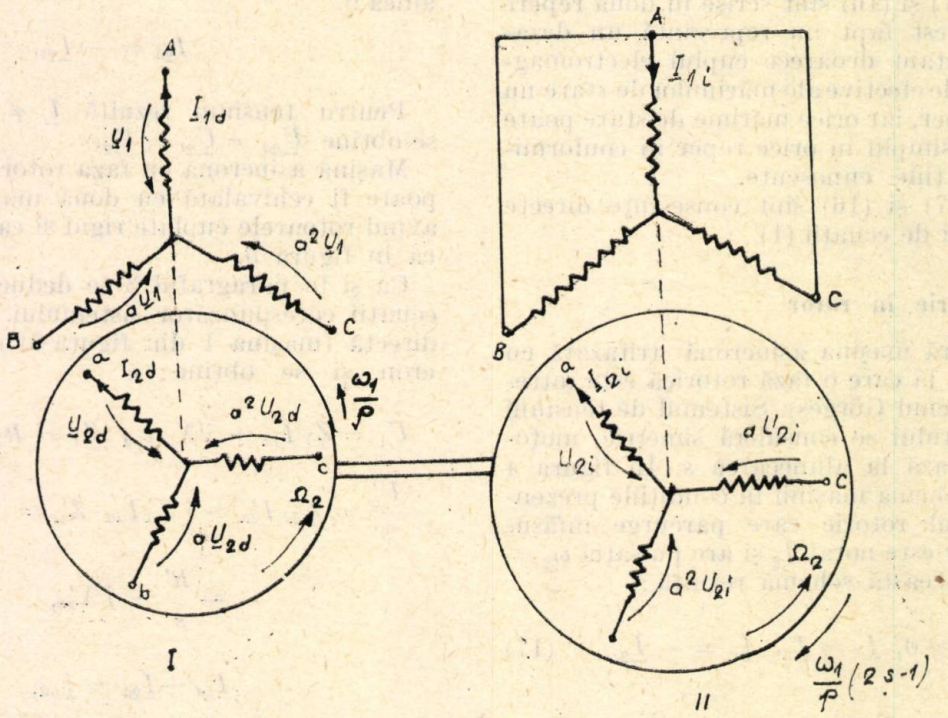


Fig.5. Mașinile asincrone echivalente cu mașina din figura 4 : I — mașina asincronă pentru mărimile de succesiune directă ; II — mașină asincronă pentru mărimile de suceesiune inversă cu statorul în scurtcircuit.

în raport de rotorul, în acest reper (notat K_r) mărimile reprezentative sînt proporționale cu reprezentările în complex simplificat a mărimilor din faza de referință.

Pentru reperul K_r rezultă $\omega_k = -s_i\,\omega_2 = -\omega_1(2s-1)$. Curenții din rotor se pot scrie sub forma :

$$\begin{aligned} i_{ai} &= I_{2i}\sqrt{2}\cos(\omega_2 t + \varphi_{2i}),\\ i_{bi} &= I_{2i}\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t + \varphi_{2i} + \frac{2\pi}{3}\right),\\ i_{ci} &= I_{2i}\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t + \varphi_{2i} + \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned} \tag{21}$$

iar curenții din stator sînt :

$$\begin{aligned} i_{Ai} &= I_{1i}\sqrt{2}\cos(s_i\,\omega_2 t + \varphi_{1i}),\\ i_{Bi} &= I_{1i}\sqrt{2}\cos\left(s_i\,\omega_2 t + \varphi_{1i} + \frac{2\pi}{3}\right),\\ i_{Ci} &= I_{1i}\sqrt{2}\cos\left(s_i\,\omega_2 t + \varphi_{1i} + \frac{4\pi}{3}\right); \end{aligned} \tag{22}$$

$$s_i = 2 - \frac{1}{s}.$$

Curentul reprezentativ rotoric $\underline{i}_{ri}$ se calculează similar relației (11) și se obține $\underline{i}_{ri} = \dot{I}^*_{2i}$, iar curentul reprezentativ statoric se calculează similar relației (9) și se obține $\underline{i}_{si} = \dot{I}^*_{1i}$. Asemănător se calculează și celelalte mărimi rotorice și statorice.

Mărimile astfel calculate se transcriu în reperul K_r știind că $\lambda = -\omega_1(2s-1)t$ și $\theta = p\Omega_2 t = \omega_1(1-s)t$ (fig. 3) în conformitate cu relațiile (13).

Se aplică sistemul de euații (1) și (2) mașinii II din figura 5 și după efectuarea operațiilor conform relațiilor (15) și (16), rezultă sistemul de ecuații :

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{R_1}{2s-1}\underline{I}_{1i} + jX_{1\sigma}\underline{I}_{1i} + jX_\mu I_{\mu i},\\ -\frac{\underline{U}_2}{s} &= \frac{R'_2}{s}\underline{I}'_2 + jX'_{1\sigma}\underline{I}'_{2i} + jX_\mu I_{\mu i}, \end{aligned} \tag{23}$$

$$\underline{I}_{\mu i} = \underline{I}_{1i} + \underline{I}'_{2i},\ \underline{I}_{2i} = -\underline{I}_{2a}.$$

În ecuațiile (19) și (23) necunoscutele sînt $\underline{I}_{1a}$, $\underline{I}_{\mu a}$, $\underline{I}_{2a}$, $\underline{U}_2$, $\underline{I}_{1i}$, $\underline{I}_{\mu i}$. Determinarea acestor mărimi permite studiul motorului asincron cu fază rotorică întreruptă.

4. Concluzii

Ecuațiile generale ale mașinii asincrone trifazate permit deducerea sistemelor de ecuații ale oricărui regim nesimetric.

În considerațiile prezentate s-a aplicat principiul suprapunerii efectelor specifice sistemelor liniare, iar sursa de alimentare s-a considerat ideală. În cazul sursei reale, fazele statorului se înseriază cu impedanțele de fază ale sursei.

Problema esențială constă în alegerea reperului pentru stabilirea ecuațiilor în regim permanent. Acest reper se alege astfel încît, în regim permanent, mărimile reprezentative să fie proporționale cu reprezentările în complex simplificat ale mărimilor din fazele de referință. Pentru un regim nesimetric sînt necesare două sisteme de referință : sistemul de referință sincron cunoscut din regimul permanent simetric și sistemul de referință care are viteza unghiulară egală cu cea a cîmpului magnetic învîrtitor de succesiune inversă, această viteză se consideră în raport cu armătura inductoare.

Pentru cazul alimentării cu un sistem de tensiuni nesimetrice s-a dedus că reperul pentru sistemul de succesiune inversă trebuie să aibă viteza unghiulară $\Omega_k = -\frac{\omega_1}{p}$, iar pentru motorul asincron cu faza întreruptă în rotor $\Omega_k = -\frac{\omega_1}{p}(2s - 1)$. Aceste viteze unghiulare sînt considerate în raport cu reperul fix față de stator.

Cele două sisteme de ecuații care caracterizează regimul nesimetric sînt scrise în repere diferite, însă acest fapt nu prezintă dificultăți deoarece cuplul electromagnetic și valorile efective ale mărimilor de stare nu depind de reperul ales. Se constată că regimurile nesimetrice pot fi tratate complete cu ajutorul mărimilor reprezentative (fazori spațiali), fără a fi necesar să se introducă alte sisteme de coordonate. Se evidențiază odată în plus, conținutul fizic consistent al fazorilor spațiali. De remarcat că ecuațiile scrise cu ajutorul fazorilor spațiali exprimă riguros elementele esențiale ale fenomenelor din mașinile electrice oricare ar fi regimul de funcționare.

În cazul fenomenului Görges s-au stabilit ecuațiile complete care pot fi extinse și la motorul cu rotorul în colivie pentru studiul fenomenelor care apar în cazul unor bare întrerupte sau cu defecțiuni.

Bibliografie

[1] *Dordea T.* Mașini electrice, Editura Didactică și pedagogică, București, 1977.

[2] *Richter R.* Mașini electrice, vol. IV, Editura tehnică, *Galan N., Ghiță C., Cistelecan M.* Mașini electrice, Editura Didactică și pedagogică, București, 1981.

[3] București, 1960.

[4] *Ivanov—Smolenski A.*, Machines électriques, vol. I Editura MIR-Moscou, 1983.

[5] *Kovács K. P.* Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice, Editura Tehnică, București, 1980.

TRADUCTOR HALL
CIRCUITE DE EXCITAȚIE

Posibilitatea măsurării forței de întindere într-un cablu folosind traductorul Hall

HELER AVRAM* — TIMIȘOARA

1. Traductorul Hall

Cu oazia altor lucrări publicate [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7] autorul a tratat în detaliu problema multiplicatorului Hall, a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1. Tensiunea U_H măsurată de milivoltmetrul mV (de tip magnetoelectric), are [1] expresia :

$$U_H = K I_c B, \qquad (1)$$

unde s-a notat :

U_H — tensiunea Hall, în V;

K — sensibilitatea în sarcină a multiplicatorului Hall, în $m^2/A\ s$;

I_c — curentul de comandă, în A ;

B — inducția magnetică din întrefierul unui circuit magnetic, în care se află sonda Hall (SH), creată de circuitul de excitație, perpendiculară pe suprafața sondei, în T.

Din expresia tensiunii Hall (1) rezultă clar caracterul de multiplicator, U_H fiind proporțională cu produsul a două mărimi electromagnetice, I_c și B.

Multiplicatorul Hall se poate utiliza ca traductor de mărimi neelectrice, dacă una din

* Prof. dr. ing. *Heler A.* — Institutul Politehnic Timișoara.

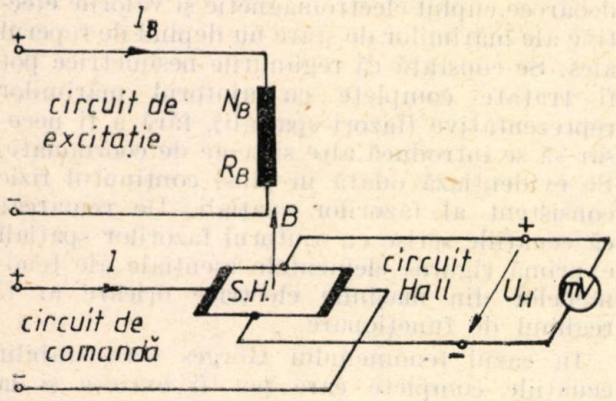


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului Hall.

cele două mărimi I_c sau B este menținută constantă, iar cealaltă devine proporțională cu mărimea neelectrică de măsurat. Dacă inducția magnetică B este o funcție liniară de deplasarea X, adică :

$$B = k_B \cdot X, \tag{2}$$

iar curentul de comandă I_c (curent continuu) este menținut constant, atunci tensiunea Hall (1) se scrie :

$$U_H = K I_c B = K I_c k_B x = K_H X, \tag{3}$$

unde, K_H este sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall, în V/mm. Din relația (3) rezultă caracterul de traductor Hall, care transformă o deplasare liniară X, într-o tensiune electrică U_H, ce poate fi măsurată sau înregistrată, folosind aparatură corespunzătoare.

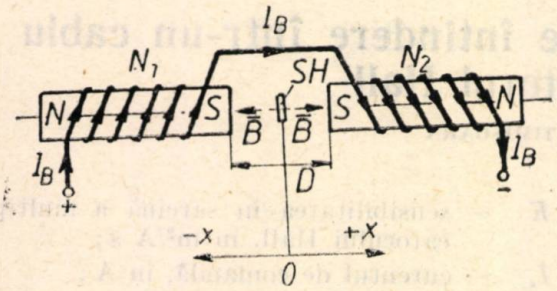


Fig.2a. Sistem de excitație pentru traductorul Hall de deplasare liniară.

În [8, 9] sînt prezentate unele sisteme magnetice (circuite de excitație) care să asigure o dependență liniară între U_H și deplasarea liniară X a sondei Hall. Două asemenea, circuite de excitație, care au fost realizate și experimentate de autor, sînt prezentate în figura 2.

Circuitul de excitație din figura 2 a, este realizat din două bobine identice, avînd miez feromagnetic, cu $N_1 = N_2$ spire ce sînt străbătute de același curent continuu I_B, astfel conectate în serie încît să se afle față în față poli magnetici de același semn. De remarcat că domeniul de măsură se poate modifica prin schimbarea distanței D dintre polii magnetici $S - S$, între care se deplasează sonda Hall SH, iar sensibilitatea, prin schimbarea valorii curentului de excitație I_B.

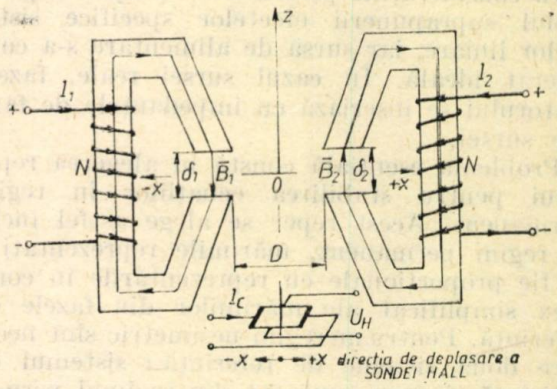


Fig. 2b. Sistem de excitație pentru traductorul Hall de deplasare liniară.

Circuitul de excitație din figura 2 b, avînd două bobinaje identice cu cîte N spire, asigură un astfel de cîmp magnetic încît inducția magnetică B (componenta sa după OZ) variază liniar după OZ (pe distanța D) adică se satisface (2). Menținînd pe I_c constant și deplasînd plăcuța semiconductoare de-a lungul axei OZ, expresia tensiunii Hall va fi cea dată de (3), adică :

$$U_H = K_H \cdot X. \tag{4}$$

Ambele circuite de excitație asigură un cîmp magnetic neomogen, constant în timp, de un gradient al inducției magnetice $\frac{\partial B_z}{\partial x} = \text{const}$, deci cu o variație liniară după OX. Problema comportării sondei Hall în cîmpuri magnetice neomogene a fost analizată teoretic și experimental în [10].

2. Măsurarea forței de întindere într-un cablu

În literatura de specialitate [11] se prezintă principiul unui traductor complex pentru măsurarea forței de întindere într-un cablu, principiul prezentat în figura 3.

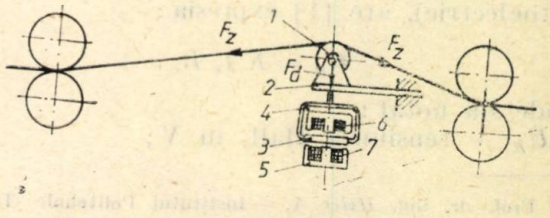


Fig.3. Traductor complex pentru forțe de întindere în cabluri

Cablul de încercat este trecut peste rola (1), rolă ce are lagărele fixate la extremitatea a două bare încastrate (2). În acest mod, cablul exercită asupra rolei (1) o apăsare în jos cu o forță F_d care este proporțională cu tensiunea din cablu, deci cu F_z. Se poate scrie :

$$F_d = 2 F_z \cos \alpha, \qquad (5)$$

unde α, este unghiul format de F_d și F_z.

Sub acțiunea forței F_d, cele două bare (elastice) încastrate se vor încovoia, iar săgeata la capetele lor libere este proporțională cu această forță. Săgeata, o deplasare liniară, este în continuare tradusă într-o variație de inductanțe (ale celor două bobine *6* și *7*) prin deplasarea corespunzătoare a armăturii (3) între miezurile (4) și (5) ale unui traductor inductiv diferențial. Cele două bobine reprezintă brațele adiacente ale unei punți Wheatstone.

Din cele de mai sus rezultă clar că măsurarea forței de întindere într-un cablu, folosind traductor complex din figura 3, se reduce la măsurarea unei deplasări liniare X care reprezintă săgeata la capetele libere ale celor două bare elastice încastrate (2).

3. Posibilitatea măsurării forței de întindere într-un cablu folosind traductorul Hall

Din expresia tensiunii Hall relația (3), respectiv (4), tensiune furnizată de un traductor Hall de deplasare liniară, rezultă posibilitatea ca deplasarea liniară X a capetelor libere a celor două bare elastice încastrate (2) să fie măsurată prin măsurarea acestei tensiuni Hall.

Folosind unul din cele două circuite de excitație pentru traductorul Hall de deplasare liniară (reprezentate în figura 2 a și 2 b) rezultă posibilitatea realizării a două variante de traductor Hall pentru măsurarea forței de întindere într-un cablu. Aceste două variante sînt prezentate în figura 4 a și 4 b, în care sonda Hall se deplasează solidar cu capetele libere ale celor două bare elastice încastrate.

În ambele variante sonda Hall efectuează o deplasare X în cîmpul magnetic din întrefierul circuitelor magnetice, cîmp a cărui inducție magnetică B, satisface relația (2) și drept urmare tensiunea Hall U_H are expresia dată de relația (4) ea fiind o măsură a deplasării liniare a capetelor libere ale celor două bare elastice încastrate.

Cum deplasarea liniară a capetelor libere ale celor două bare elastice încastrate este proporțională cu F_d, rezultă că și U_H este proporțională cu F_d [11], putîndu-se scrie :

$$U_H = K_F \cdot F_d. \qquad (6)$$

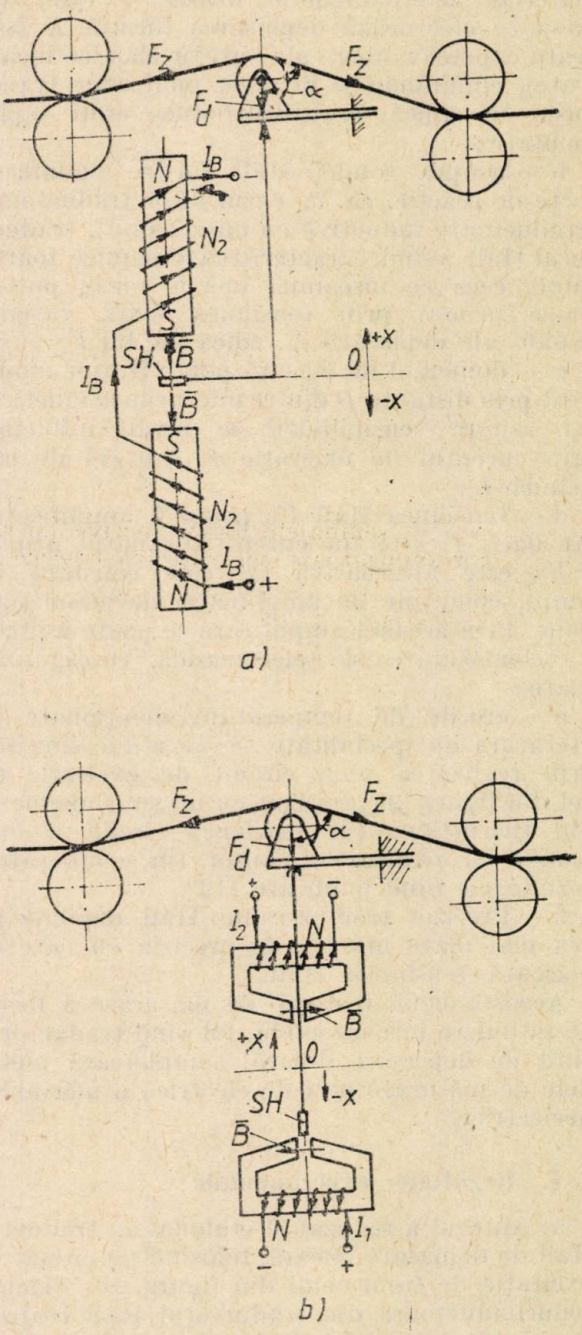


Fig.4.a : Traductor Hall pentru forțe de întindere în cabluri ; b — tràuctor Hall pentru forțe de întindere în cabluri.

Întrucît F_d este proporțională cu forța de întindere F_Z din cablu [11], relația (5), rezultă că tensiunea Hall U_H, ce poate fi măsurată sau înregistrată folosind aparatură corespunzătoare, este o măsură pentru F_Z.

Acest traductor, propus pentru măsurarea forței de întindere în cabluri, prezintă unele avantaje, cum ar fi :

a — forța necesară deplasării sondei Hall *SH* este foarte mică, plăcuța semiconductoare fiind foarte ușoară, montată printr-o tijă de

material neferomagnetic direct și rigid pe piesa ce efectuează deplasarea lineară X (săgeata capetelor libere ale barelor elastice încastrate), eliminîndu-se în acest mod orice transmisie mecanică ce ar introduce erori suplimentare;

b — asupra sondei Hall nu se manifestă forțe de reacție, ca în cazul altor traductoare (traductoare inductive cu miez mobil), traductorul Hall avînd caracteristici dinamice foarte bune, ceea ce înseamnă inerție mică, putîndu-se urmări prin tensiunea Hall, variații rapide ale deplasării X, adică ale lui F_z;

c — domeniul de măsură poate fi ușor modificat prin distanța D dintre miezurile magnetice, iar asupra sensibilității se poate influența prin curentul de excitație I_B sau cel de comandă I_c;

d — tensiunea Hall U_H poate fi amplificată, iar dacă I_c este un curent alternativ atunci și U_H este alternativă (B este constant în timp), condițiile de amplificare devenind mai bune. Prin această amplificare se poate asigura o telemăsurare și telecomandă corespunzătoare;

e — erorile de temperatură menționate în literatura de specialitate [8] se reduc simțitor prin realizarea unui circuit de excitație ca cel din figura 2b prevăzut cu un șunt magnetic din thermaloy. Un asemenea circuit a fost studiat și realizat de autor (în colaborare), rezultatele fiind publicate [12].

f — Precizia traductorului Hall depinde în cea mai mare măsură de precizia cu care se măsoară tensiunea Hall.

Această nouă metodă de măsurare a forței de întindere într-un cablu, folosind traductorul Hall de deplasare liniară, completează metodele de măsurare pe cale electrică a mărimilor neelectrice.

4. Rezultate experimentale

a. Autorul a realizat și etalonat un traductor Hall de deplasare lineară, folosind un circuit de excitație de tipul celui din figura 2b. Plăcuța semiconductoare din traductorul Hall realizat este InSb, material indigen, obținut de la Institutul de Metale Nobile și Rare (I.M.N.R) — București. Dimensiunile geometrice ale plăcuței fiind $8 \times 2 \times 0{,}4$ mm. Curentul de comandă $I_c = 30$ mA, iar întrefierurile $\delta_1 = \delta_2 = 1{,}5$ mm. Pentru $D = 3$ mm, s-a obținut o dependență $U_H = f(X)$ liniară în intervalul de la -2 mm pînă la $+2$ mm, interval în care s-a obținut pentru sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall valoarea $K_H = 21{,}5$ mV/mm.

Această sensibilitate poate fi mărită simțitor prin mărirea curentului de comandă I_C, care la sonde de tip Siemens atinge valoarea $I_C = 400$ mA, valoare pentru care $K_H = 287$ mV/mm.

Prin valorile curenților I_1 și I_2, s-a asigurat ca pentru $-2 < X < +2$ mm, inducția magnetică să aibă o variație liniară de-a lungul axei OX, avînd gradient constant $\frac{\partial B}{\partial X} = 0{,}44$ T/mm. În cele două întrefieruri (δ_1 și δ_2), unde cîmpul magnetic este omogen, inducția magnetică a fost $B_\delta = 1$ T.

b. Autorul a realizat și etalonat și un traductor Hall de deplasare liniară, folosind un circuit de excitație ca cel din figura 2a. Folosind o sondă Siemens (tip SBV — 599), la $I_B = 5$A; $I_c = 50$ mA și $D = 25$ mm, s-a obținut o dependență lineară $U_H = f(x)$ în intervalul de la -7 mm pînă la $+7$ mm, sensibilitatea în sarcină a traductorului Hall fiind $K_H = 1{,}6$ mV/mm. Pentru valori mai mici ale lui D, se obțin intervale mai mici în care $U_H = f(X)$ reprezintă o dependență liniară, crescînd în același timp K_H.

În ambele cazuri, circuitele de excitație pot fi realizate cu magneții permanenți, soluție ce prezintă dezavantajul că proprietățile magnetice ale magneților permanenți se modifică în timp.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Contribuții teoretice și experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice, Teză de «doctorat. Institutul Politehnic Timișoara. 1966.

[2] *Heler, A., Lăpușan V.* Măsurarea deplasărilor mici cu ajutorul multiplicatoarelor galvanomagnetice. În: Metrologia aplicată, **vol. 16** nr. 6, 1969, p. 264—268.

[3] *Heler A., Daba D.* Înregistrarea unor vibrații mecanice cu ajutorul traductorului Hall, realizat cu material semiconductor indigen. În: Electrotehnica, nr. 3, martie 1971, p. 105—108.

[4] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării, înregistrării și reglării nivelului la lichide, folosind traductorul Hall. În: Metrologia aplicată, **vol. XXV**, nr. 4, 1978, p. 187—189.

[5] *Heler, A.* Posibilitatea măsurării debitului cu ajutorul traductoarelor Hall. În: Calitatea producției și metrologie, **vol. II (XIX)** nr. 4, 1972, p. 212—215.

[6] *Heler, A.* Dispozitiv rotametric cu traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea debitelor la lichide. În: Metrologia aplicată, **vol. XXVI**, 1979, nr. 3, p. 111—114.

[7] *Heler, A.* Dispozitiv cu clopot și traductor Hall pentru măsurarea, înregistrarea și reglarea presiunii la fluide. În: E.E.A. — Electrotehnica anul **28**, nr. 6, 1980, p. 258—262.

[8] *Vecsei, I.* Traductor bazat pe efect Hall pentru măsurarea deplasărilor. În: Mérés es automatica XV, nr. 7—8, 1967, pag. 315—320.

[9] *Nalecz, M.*, Warsza Z. Traductoare cu efect Hall pentru măsurarea deplasărilor mecanice. În: Solid State Electronics, Pergamon Press 1966, vol. 9, pag. 485—495.

[10] *De Sabata, I., Heler A.* Le comportement du transducteur de Hall dans les champs magnétiqes non homogènes. Révue Générale de l'Electricité, Tome 75, nr. 5, mai 1966, p. 733—740.

[11] *Stere, R.* Aparate electronice de măsurare și control — Editura Didactică și Pedagogică, București — p. 108, 1968.

[12] *Sora, C., Heler, A.* Contribuții privind compensarea influenței temperaturii asupra tensiunii Hall. În: Electrotehnica 14, nr. 12, 1966, p. 449—454.

CARACTERISTICI STATICE DETERMINATE CU MICROCALCULATOR
CONVERTOARE PENTRU EXPLORAREA CARACTERISTICII

Circuite de interfață utilizate la determinarea experimentală, asistată de calculator, a caracteristicilor statice ale dispozitivelor electronice

Partea I: Dispozitive de tip dipol

MIHAIU ILIE–MIRCEA*, GAGIU FLORIN** – CRAIOVA

Introducere

Toate dispozitivele electronice sînt elemente neliniare de ciruit, a căror funcționare se bazează pe controlul mișcării purtătorilor de sarcină în mediile solid, gaz sau în vid. După posibilitatea existenței comenzii de natură electrică, dispozitivele electronice vor avea un număr de borne cu care acestea se conectează în circuitele electronice, deosebindu-se următoarele tipuri;

— dispoztive electronice necomandate avînd două borne exterioare, la care fluxul purtătorilor de sarcină se modifică prin polaritatea și mărimea tensiunii aplicate, deci dispozitive de tip DIPOL;

— dispozitive electronice comandate electric avînd 3 sau 4 borne, care au o bornă pentru controlul fluxului și care pot fi conectate într-o structură de tip CUADRIPOL.

Se apreciază că dispozitivele cu mai mult de 4 borne se pot descompune în cuadripoli elementari, creșterea numărului de borne avînd ca rezultat multiplicarea bornelor de control sau multiplicarea canalelor principale ale fluxului de purtători.

Orice dispozitiv electronic se poate caracteriza printr-o ecuație neliniară a dependenței curentului continuu de tensiune continuă aplicată; reprezentarea grafică a acestei ecuații se numește caracteristică statică de funcționare. Datorită procesului de fabricație toate caracteristicile statice prezintă o dispersie substanțială, în numeroase aplicații fiind necesară determinarea experimentală a caracteristicii în vederea împerecherii dispozitivelor pentru diverse aplicații sau pentru determinarea unor parametri de interes.

Lucrarea prezintă cîteva circuite de interfață cu care se pot determina caracteristicile statice ale diverselor dispozitive electronice, asistată de un microcalculator de tip personal.

* Ing. *Mihaiu Ilie Mircea* — ș. l. Universitatea Craiova
** Ing. *Gagiu Fl.* — Întreprinderea „Electroputere" — Craiova

1. Dispozitive de tip DIPOL. Tipuri de caracteristici și moduri de explorare

Pentru dispozitivele de tip dipol legea de variație a fluxului de purtători este implementată intern în structura dispozitivului, în procesul de fabricație. Pentru determinarea experimentală a caracteristicii statice cel mai des se utilizează circuitul simplu prezentat în figura 1a, la care, prin variația sursei V_{11} sau a rezistenței de limitare a curentului R, se poate explora punct cu punct caracteristica conform celor prezentate în figura 1b și c.

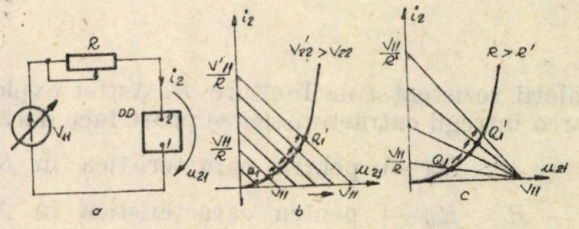


Fig. 1

Prin explorarea în acest mod a caracteristicii apar restricții asupra valorilor lui R și V_{11} în special pentru caracteristicile statice puternic neliniare. Pe de altă parte folosirea acestei metode presupune modificarea unei mărimi (V_{11}, R) și citirea valorilor curentului și tensiunii dependente de caracteristică (u_{21}, i_2). Se vor exemplifica limitările care se impun mărimilor variabile (V_{11}, R) pentru două caracteristici puternic neliniare de tipul celor prezentate în figurile 2 a și b. Prima este o caracteristică în S specifică unor dispozitive electronice de tipul TUJ sau tranzistor bipolar în regiunea de multiplicare (străpungere secundară). A doua este o caracteristică în N specifică unor dispozitive de tipul diodelor tunel.

Dacă exploatarea acestor caracteristici, ce prezintă fiecare o zonă cu rezistență dinamică negativă, se face cu metodele prezentate anterior nu se pot obține puncte stabile de funcționare în zona ce prezintă rezistență dinamică negativă, dacă nu se impun restricții asupra

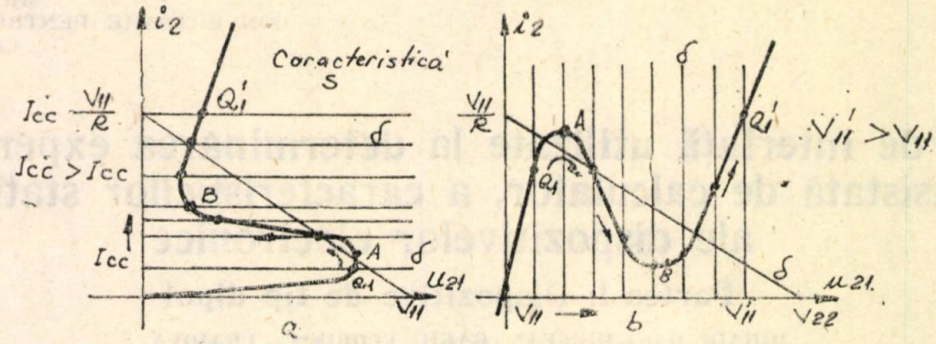


Fig. 2

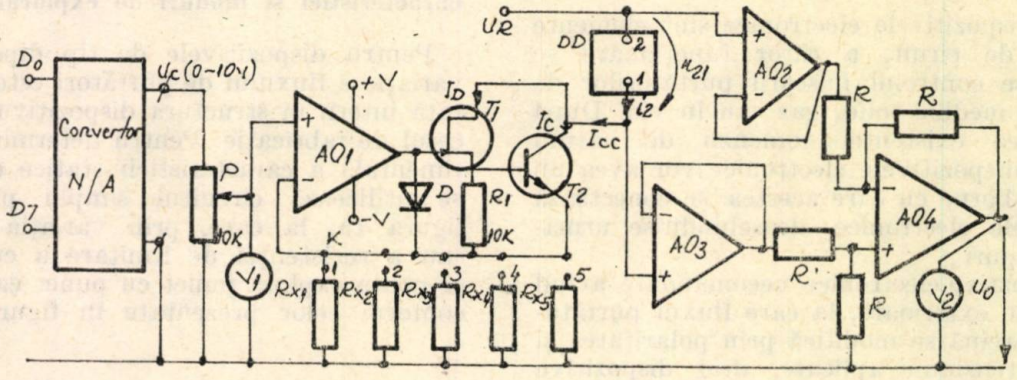


Fig. 3

valorii rezistenței de limitare R. Astfel explorarea întregii catracteristici se poate face dacă :

— $R > R_d(-)$ pentru caracteristica în S;

— $R < R_d(-)$ pentru caracteristica în N.

Unde s-a notat cu $R_d(-)$ valoarea rezistenței dinamice negative pe porțiunea corespunzătoare a caracteristicii. Valoarea $R_d(-)$ nu este constantă pe toată zona, astfel că pentru explorare trebuie să se ia în calcul cel mai dezavantajos caz. Pentru a permite explorarea oricărei caracteristici, ai căror parametri nu ne sînt cunoscuți, este evident că R trebuie să fie cît mai mare pentru curba în S și cît mai mic pentru curba în N. Aceste restricții impuse asupra dreptei de sarcină, deci a valorii lui R conduc la două situații limită :

— explorarea în curent constant — dreaptă de sarcină orizontală — pentru curba în S;

— explorarea cu tensiune constantă — dreaptă de sarcină verticală — pentru curba în N.

Avantajul acestor modalități de explorare constă în faptul că se poate programa curentul sau tensiunea și se poate măsura valoarea complementară, toate operațiile putînd fi făcute de un microcalculator de tip personal.

2. Interfață pentru explorarea unei caracteristici în curent constant

Circuitul pentru explorarea caracteristicii statice este un convertor tensiune-curent la care se adaugă un circuit pentru măsurarea căderii de tensiune la bornele dispozitivului de tip dipol. Schema de principiu este prezentată în figura 3.

Ieșirea de pe busul de date al microcalculatorului de 8 biți este aplicată convertorului N/A, care va asigura la ieșire o tensiune într-un domeniu specificat, spre exemplu 0 — —10V. Urmează convertorul propriu-zis tensiune—curent, realizat cu AO_1, T_1, T_2 după circuitul clasic prezentat în [1]. Valoarea curentului debitat de convertor este dependentă de rezistența R_x după relația ;

$$I_{cc} = \frac{U_c}{R_x}. \qquad (1)$$

Se remarcă faptul că prezența tranzistorului T_2 are ca efect creșterea domeniului de curenți pînă la 100 mA (BD 139) și menținerea aproximativ constantă a curentului prin JFET la valoarea :

$$I_D = I_S = \frac{U_{BE}}{R_1}, \qquad (2)$$

care are ca rezultat menținerea constantă a parametrilor JFET-ului.

Alegerea domeniului maxim de curenți se face acționînd comutatorul k pe diferite poziții, rezultînd următoarele domenii de valori:

$$-0-10\mu A-R_{x1}=1M\Omega\,1\%;$$
$$-0-100\mu A-R_{x2}=100k\Omega\,1\%$$

$$-0-1mA-R_{x3}=10k\Omega\,1\%;$$
$$-0-10mA\;R_{x4}=1k\Omega\;1\%$$
$$-0-100mA-R_{x5}=100\,\Omega\,1\%.$$

Valoarea rezistenței R_x se comunică microcalculatorului prin program, acesta calculînd pentru fiecare tensiune de ieșire programată valoarea curentului debitat de sursă. Pentru reglaje la cap de scară sau verificări manuale s-a prevăzut la ieșirea convertorului N/A un potențiometru P și voltmetrul V_1. Precizia conversiei depinde, în principal, de rezistențele R_x care vor avea precizia ($\leqslant 1\%$) și curenții de polarizare ai amplificatorului operațional (se recomandă BM 108).

Precizia determinării caracteristicii depinde și de modul de măsurare a tensiunii la bornele dispozitivului. Aceasta este realizată cu amplificatorul diferențial realizat cu AO_2, AO_3, AO_4. Se observă că, printr-o bună împerechere a rezistoarelor R va rezulta o tensiune direct proporțională cu tensiunea de la bornele dispozitivului și independentă de valoarea referinței U_R. Pentru introducerea în calculator a valorii măsurate la ieșire se conectează un convertor A/N.

3. Interfață pentru explorarea unei caracteristici cu tensiune constantă

Pentru explorarea unor caracteristici asemănătoare celor din figura 2b este necesară o sursă de tensiune variabilă cu performanțe ridicate, adică cu rezistență mică de ieșire. În același timp sursa trebuie prevăzută cu limitarea curentului, în scopul protecției sursei și dispozitivului. Această interfață este de fapt un convertor tensiune-tensiune comandat digital, urmat de un convertor curent-tensiune pentru măsurarea curentului prin dipol. Schema de principiu este prezentată în figura 4.

Convertorul N/A are rolul de a comanda o tensiune specificată la bornele dipolului de explorat, în funcție de informația primită de la calculator (intrările $D_0 - D_7$). Ca sursă de tensiune constantă este folosit stabilizatorul cu trei terminale de tipul BM 323, care asigură rezistență mică de ieșire și protecția la supracurent și termică. Între terminalele *2* și *3* ale stabilizatorului (CI_1) este o tensiune stabilizată de aproximativ 5 V, deci pentru a obține la ieșire o tensiune variabilă de la 0 la 10V (spre exemplu), potențialul terminalului *3* va trebui să se modifice între $-5V \div +5V$. Acest reglaj al potențialului se realizează cu AO_1 (referință de tensiune $+5V$) și AO_2, T_1 (amplificator diferențial cu capabilitate în curent mărită). Pentru a permite un reglaj al nivelului de tensiune la 0V, la ieșirea stabilizatorului, se poate utiliza potențiometrul P. Se face precizarea că circuitul se poate adapta și pentru alte domenii ale tensiunii de ieșire.

Măsurarea curentului prin dipol se realizează cu ajutorul convertorului curent-tensiune, realizat cu AO_3, T_2. Rezistența R_3 se alege astfel încît la capăt de scală tensiunea în emitorul lui T_2 să aibă o valoare specificată ($-10V$). Valoarea rezistenței R_3 se va modifica în funcție de domeniul de curenți admiși, această valoare fiind comunicată prin program microcalculatorului pentru calculul curentului. Inversorul realizat cu AO_4 asigură o tensiune pozitivă la intrarea convertorului A/N.

Precizia explorării este dată de convertoarele A/N, N/A, precizia rezistoarelor R, R_4, R_3, amplificatoarele operaționale AO_2 (se recomandă BM 201) și AO_3 (se recomandă BM108).

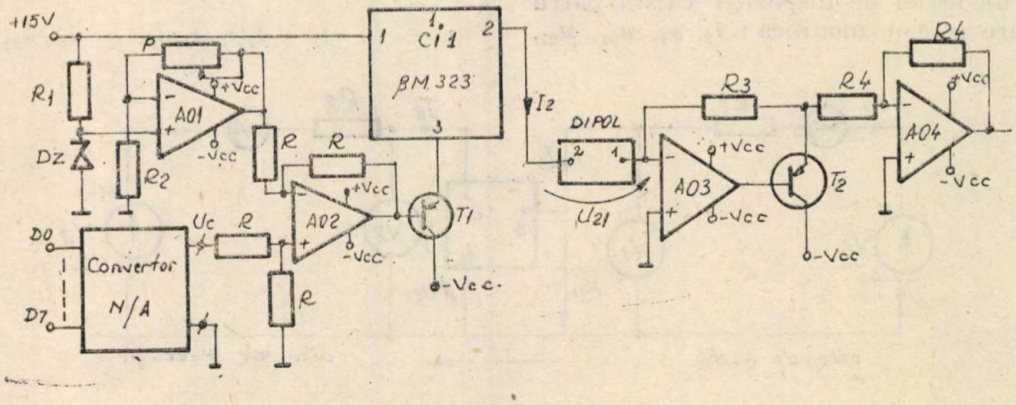


Fig. 4

În final se poate preciza că schema interfeței devine mult mai versatilă, dacă se dispune de un stabilizator cu trei terminale, ajustabil, de tipul LM 117.

6. Concluzii

Interfața se poate adapta pe orice microcalculator de tip personal, programul de explorare, de obicei în limbajul BASIC, depinzînd de tipul microcalculatorului. Cu valorile componentelor specificate în lucrare se poate explora o caracteristică în curent 9 — 100 mA, respectiv în tensiune 0 — 10 V (max 3A). În vederea explorării unor caracteristici la curent mai mare se pot proiecta surse de curent comandate în tensiune adecvate dispozitivului studiat.

Partea a II-a: Dispozitive de tip cuadripol

Introducere

Dispozitivele electronice de tip tripol sau cuadripol sînt dispozitive ce pot fi comandate de un semnal electric, curent sau tensiune. Asemenea dispozitive vor avea un circuit electric de comandă și un circuit de execuție, modul de conectare a unui astfel de dispozitiv pentru determinarea caracteristicilor statice fiind prezentat în figura 5.

În figura 5 se prezintă conectarea în modul „cuadripol" a unui dispozitiv de tip tripol în care se observă circuitele de comandă și de execuție. Majoritatea dispozitivelor electronice uzuale se pot considera unidirecționale, în sensul că mărimile din circuitul de comandă influențează mărimile din circuitul de execuție, influența în sens invers fiind neglijabilă. Generalizînd structura prezentată în figura 5 se constată că orice dispozitiv comandat electric trebuie să prezinte :

— două borne pentru fluxul comandat — bornele *1*, *2*;
— o bornă (minimum) pentru controlul fluxului.

După natura semnalului ce trebuie aplicat bornei de control se deosebesc :

— dispozitive electronice comandate în tensiune, ca de exemplu tranzistoarele unipolare (JFET, MOSFET), tuburile electronice etc.;
— dispozitive electronice comandate în curent, ca de exemplu tranzistoarele bipolare, optocuploarele etc.

Pentru un astfel de dispozitiv există patru mărimi care se pot modifica : i_3, i_2, u_{31}, u_{21}, astfel că vor exista mai multe caracteristici statice. Dacă se face aproximarea unidirecționalității dispozitivului vor exista următoarele tipuri de caracteristici statice :

— de intrare :

$$i_3 = f_1(u_{31}), \tag{1.1}$$

— de ieșire, comandate în curent :

$$i_2 = f_2(u_{21}) \quad i_3 = \text{const.}, \tag{1.2}$$

comandate în tensiune :

$$i_2 = f_3(u_{21})u_{31} = \text{const.}, \tag{1.3}$$

— de transfer, care leagă în caz general o mărime de ieșire de o mărime de intrare.

Toate caracteristicile statice prezintă o dispersie substanțială datorită procesului de fabricație, astfel este necesar în anumite aplicații să se cunoască o anumită caracteristică la o temperatură dată.

În încheierea acestui paragraf se vor face referiri pe scurt la dispozitivele cu mai mult de trei patru borne. Mărirea numărului de borne exterioare la un dispozitiv electronic duce, în principal, la următoarele efecte :

— multiplicarea bornelor de control în interiorul aceluiași spațiu de tranzit pentru fluxul principal, conform figurii 6 a. Această multiplicare are ca efect dependența fluxului principal de mai multe mărimi rezultînd :

$$i_2 = f_4(i_3, i_4, i_5, \ldots i_m, u_{21}), \tag{1.4}$$

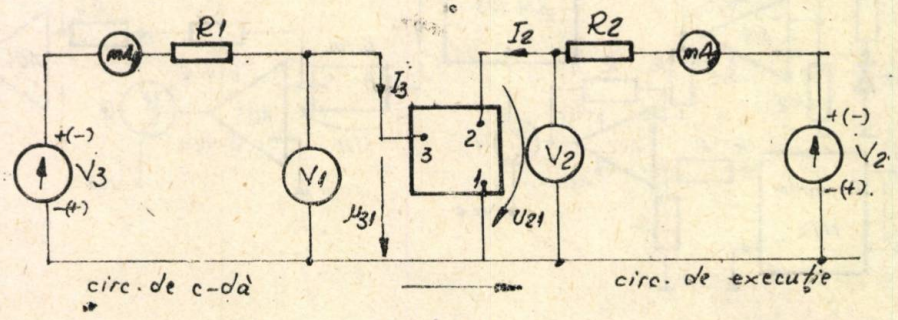


Fig. 5

— multiplicarea numărului de fluxuri principale comandate de aceiași bornă de control, conform figurii 6.b.

Se face precizarea că asemenea structuri multipol se pot descompune în cuadripoli elementari considerînd comenzile, în cazul figurii 6a, respectiv fluxurile principale în cazul figurii 6b pe rînd nule în afară de o singură comandă sau un singur flux principal.

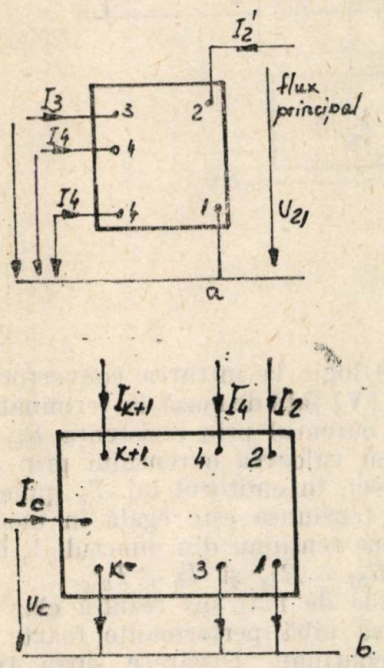


Fig. 6

Lucrarea urmărește să prezinte modul de realizare a unei interfețe pentru explorarea asistată de calculator a caracteristicilor statice ale dispozitivelor de tip cuadripol.

2. Modalități de explorare pentru circuitul de comandă

Dacă dispozitivul studiat se consideră unidirecțional în circuitul de comandă există o singură caracteristică statică de intrare :

$$i_3 = f_1(u_{31}). \qquad (2.1)$$

Determinarea experimentală a acestei caracteristici se poate face cu metodele prezentate în partea a I-i a lucrării, deosebirea esențială constînd în puterea necesară pentru explorare. La un dispozitiv de tip dipol se comandă fluxul principal de purtători, iar la un dispozitiv de tip cuadripol fluxul în circuitul de comandă este cu cîteva ordine de mărime mai mic decît fluxul principal. Pe de altă parte dacă se ia drept bornă de referință borna notată simbolic 1 pentru borna de control există următoarele posibilități :

— comanda în curent — sensul *1* intră în dispozitiv ;
— sensul *2* iese din dispozitiv ;
— Comanda în tensiune — pozitivă ;
— negativă.

Pentru asigurarea versatilității circuitului și pentru a proteja dispozitivele la supracurenți s-a optat pentru soluția comandă în curent, conversia în tensiune făcîndu-se prin plazarea unei rezistențe de precizie la ieșirea sursei de curent. Schema interfeței pentru explorarea circuitului de comandă se prezintă în figura 7.

Ieșirea convertorului N/A comandă o sursă de curent comandată in tensiune, valoarea curentului fiind stabilită de rezistența de precizie $R_{x1} \ldots R_{x3}$ prin intermediul comutatorului K_1 pe următoarele valori :

— 0 — 10 μA ; $R_{x1} = 1\text{M}\Omega\ 1\%$,

— 0 — 100 μA ; $R_{x2} = 100\ \text{k}\Omega\ 1\%$,

— 0 — 1 mA ; $R_{x3} = 10\ \text{k}\Omega\ \%$.

Acest curent este preluat de oglinda de curent multiplă realizată cu T_2, T_3, T_4 care injectează curent în dispozitiv prin intermediul lui T_4 și comandă oglinda simplă de curent realizată cu T_5, T_6, care schimbă sensul curentului. Oglinzile de curent se realizează cu tranzistoare procesate simultan din seria ROB 8000 precizia putînd fi îmbunătățită prin folosirea unui tranzistor suplimentar.

Poziția comutatorului K_2 dă sensul curentului ; C_1 — curentul intră în dispozitiv, C_2 — curentul iese din dispozitiv. Pentru comanda în tensiune se comută K_3 pe poziția T, cuplîndu-se la ieșirea surselor de curent o rezistență de precizie R_y. Valoarea lui R_y se calculează după domeniul de curenți ales și valorile dorite pentru tensiune. De exemplu pentru domeniul 0—1 mA și o tensiune maximă în gol de 5 V rezultă :

$$R_y = U_{310}/I_{cc} = 5\text{k}. \qquad (2.2)$$

Polaritatea tensiunii este dată de sensul ales al curentului. Se face precizarea că rezistența echivalentă Thevenin a sursei de tensiune este aproximativ egală cu R_y, deci dacă se dorește realizarea unei surse de tensiune cu performanțe bune R_y trebuie să aibă valoare mică.

Măsurarea tensiunii la intrare se face cu repetorul realizat cu AO_2, respectiv circuitul inversor realizat cu AO_3 pentru a obține la intrarea convertorului A/N numai tensiune

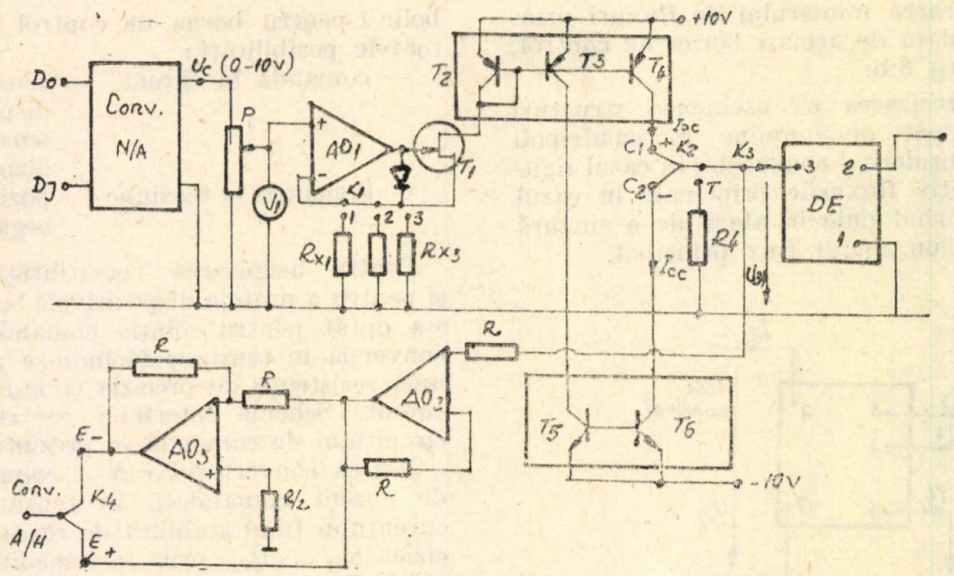


Fig. 7

pozitivă, aleasă cu ajutorul comutatorului K_4. Curentul i_3 absorbit de dispozitiv se calculează indirect de către microcalculator după relaţia :

$$i_3 = U_c/R_x - U_0/R_y. \qquad (2.3)$$

La începutul explorării fiecărei caracteristici se comunică microcalculatorului valorile lui R_x, R_y în vederea efectuării calculului (tensiunea U_c se generează prin program, iar U_0 se citeşte de către microcalculator).

Precizia explorării caracteristicii depinde, în principal, de rezistoarele R_x, R_y de precizia oglinzii de curent şi de amplificatoarele operaţionale.

3. Modalităţi de explorare pentru circuitul de execuţie

Determinarea experimentală a caracteristicilor de ieşire şi transfer se poate face dacă în circuitul de execuţie se dispune de o sursă reglabilă. După cum rezultă din relaţiile (1.2) şi (1.3), pentru a putea determina experimental caracteristicile de ieşire şi transfer ale cuadripolului este necesară o sursă de tensiune comandată în tensiune (*STCT*) de către microcalculator, pentru u_{21} şi un circuit de măsură a curentului I_2. *STCT* trebuie să furnizeze tensiuni de ambele polarităţi. Astfel plecînd de la *STCT* pozitivă, prezentată în partea *I-i* s-a realizat în mod simplu o sursă dual cu urmărire conform schemei de principiu din figura 8.

Circuitul *CI*1, de tipul BM323 furnizează între bornele *2* şi *3* o tensiune de 5 V. Rolul circuitului cu *AO1* şi *AO2* este acela de a stabili o referinţă pentru terminalul *3*, astfel încît pentru 0 logic la intrarea convertorului *N/A* să fie 0 [V] faţă de masă la terminalul *2*. *AO3* forţează curentul prin rezistenţa R_{31} pentru a fi egal cu valoarea curentului prin rezistenţa R_{32} şi deci, în emitorul lui T_2 (punctul *c* pe schemă) tensiunea este egală în modul şi de semn opus tensiunii din punctul *A*, în măsura în care $R_{31} = R_{32}$ şi $I_B \ll I_{R31}$.

Din cele de mai sus rezultă clar că *AO* 3 trebuie să aibă performanţe foarte bune de curent continuu. Deoarece sursa trebuie să furnizeze tensiuni şi de ordinul milivolţilor, rezultă că R_{32} poate introduce erori importante datorită lui I_B. Se indică *AO3* de tipul BM 108.

Cu ajutorul microcalculatorului se comandă modulul tensiunii prin intermediul convertorului *N/A*, iar cu ajutorul comutatorului K_5 se selectează semnul ei.

Circuitul pentru măsurarea curentului I_2 este realizat după schema din figura 9.

Acest circuit este de fapt un convertor curent-tensiune, realizat cu *AO5*. Perechea de tranzistoare complementară T_4, T_5 are rolul de a mări capabilitatea în curent a ieşirii lui *AO5*. Presupunînd că pentru T_4, T_5 $U_{Dcon} = 0{,}4$ V şi $I_{IimA05} = 5$nA, rezultă $R_6 = 80\ \Omega$.

Precizia conversiei curent-tensiune depinde esenţial de performanţele de curent continuu ale lui *AO5* şi de precizia lui R_4 (se recomandă BM 108 pentru AO5). Microcalculatorului i se comunică valoarea lui R_4 prin program şi apoi acesta calculează $I_2 = U_{inA/N}/R_4$.

Deoarece intrarea convertorului *A/N* utilizează doar tensiuni pozitive, s-a folosit şi un inversor realizat cu *AO6*.

Cu ajutorul lui K_5 se selectează aplicarea tensiunii de explorare U_{21}, pozitivă sau negativă funcţie de dispozitivul testat. Cu ajutorul

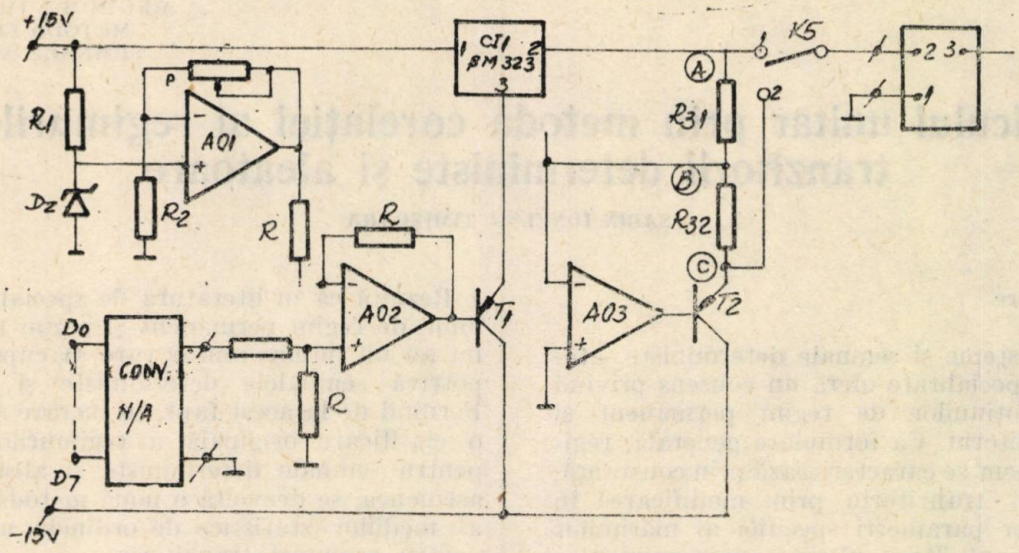


Fig. 8

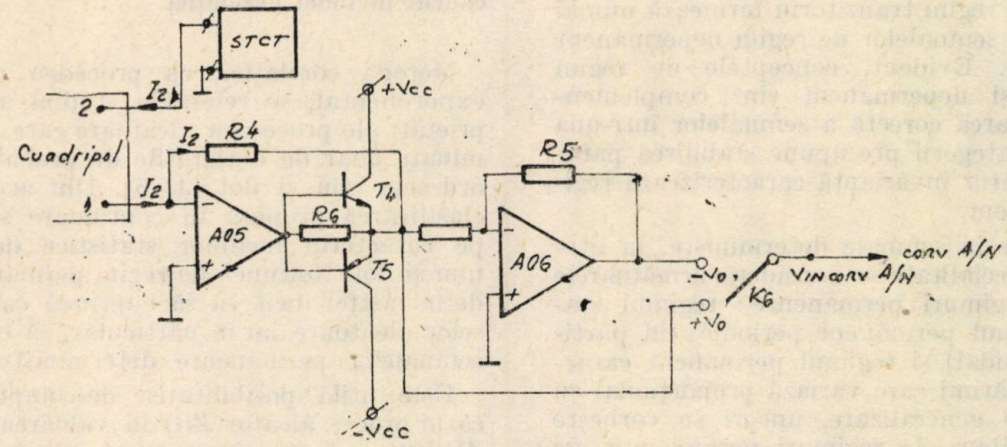


Fig. 9

lui K_6 se selectează tensiunea pozitivă de intrare în convertorul A/N, microcalculatorul urmînd a calcula pe I_2, după ce în prealabil i s-a comunicat prin program valoarea rezistenței R_4.

3. Concluzii

Interfața pentru determinarea caracteristicilor statice ale dispozitivelor de tip cuadripol este suficient de versatilă, permițînd comanda în curent sau tensiune și explorarea la ieșire pentru ambele polarități ale tensiunii aplicate. Dacă elementele componente sînt alese cu grijă, precizia determinărilor experimentale poate scădea sub 5%, iar precizia împerecherii de componente la o temperatură constantă sub 2%.

Interfața a fost realizată pentru determinarea în laboratorul de electronică, a caracteristicilor statice pentru diferite tipuri de tranzistoare. Microcalculatorul folosit a fost de tipul PRAE.

Bibliografie

[1] *Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H.* Circuite integrate liniare, Editura Tehnică, București 1975.
[2] National Semiconductor Data Book — 1980.

REGIMURI TRANZITORII
METODA CORELAȚIEI
SEMNALE ALEATOARE

Calculul unitar prin metoda corelației al regimurilor tranzitorii deterministe și aleatoare

SABIN IONEL* — TIMIȘOARA

Introducere

Pentru sisteme și semnale deterministe, literatura de specialitate oferă un consens privind înțelesul noțiunilor de regim permanent și regim tranzitoriu. Ca formulare generală, regimul permanent se caracterizează prin constanță, iar regimul tranzitoriu prin modificarea în timp a unor parametri specifici ai mărimilor care se studiază. Regimul permanent particular la care însești valorile momentane ale mărimilor analizate sînt invariante în timp se numește regim staționar. Se relevă, de asemenea, că semnalele de regim tranzitoriu formează numai o subclasă a semnalelor de regim nepermanent (nestaționar). Evident, conceptele de regim permanent și nepermanent sînt complementare; încadrarea corectă a semnalelor într-una din aceste categorii presupune stabilirea parametrilor a căror invarianță caracterizează regimul permanent.

Cu referire la semnale deterministe, în literatura de specialitate se consideră următoarele tipuri de regimuri permanente: regimul staționar, regimul permanent periodic (în particular, sinusoidal) și regimul permanent caracterizat de mărimi care variază proporțional cu timpul. Prin generalizare, uneori se vorbește și de alte tipuri de regimuri permanente, de exemplu parabolic sau hiperbolic [1, 2].

Clasificarea precedentă, bazată pe forma de undă a mărimilor, se referă numai la semnale deterministe și nu poate cuprinde semnalele aleatoare. Un punct de vedere desigur limitat este de a considera toate semnalele aleatoare, indiferent de particularitățile lor, ca semnale de regim tranzitoriu [1].

Pe de altă parte, în literatura de specialitate se studiază regimul tranzitoriu provocat prin conectarea la intrarea sistemelor electrice, mecanice etc, a unor procese aleatoare staționare în sens larg [3, 4, 5]. În acest caz se consideră că regimul permanent este caracterizat de procese aleatoare staționare. Convenția menționată este discutabilă, în primul rînd pentru faptul că și procesele la care mediile statistice variază periodic prezintă un „caracter de permanență".

* Dr. ing. *Ionel, S.* este șef de lucrări la Institutul Politehnic „Traian Vuia" din Timișoara.

Rezultă că în literatura de specialitate noțiunile de regim permanent și regim tranzitoriu nu au un înțeles unitar care să cuprindă deopotrivă semnalele deterministe și aleatoare. Pornind de la acest fapt, în lucrare se prezintă o clasificare originală a regimurilor posibile pentru semnale deterministe și aleatoare; de asemenea, se dezvoltă o nouă metodă de calcul al mediilor statistice de ordinele unu și doi pentru regimuri tranzitorii.

1. Clasificarea proceselor și semnalelor în cadrul metodei corelației

Metoda corelației, ca procedeu teoretic și experimental, se referă la studiul acelor proprietăți ale proceselor aleatoare care sînt determinate doar de densitățile de probabilitate de ordinele unu și doi [4, 5]. Din acest motiv, clasificarea propusă în continuare se bazează pe caracterul mediilor statistice de ordinele unu și doi. Noțiunea de regim permanent se va defini astfel încît ea să cuprindă cazul proceselor aleatoare, iar în particular, să corespundă semnalelor permanente deterministe.

Este utilă posibilitatea descompunerii oricărui proces aleator $Z(t)$ în valoarea sa medie $M\{Z(t)\} = m_z(t)$ și procesul aleator centrat $Z_0(t)$:

$$Z(t) = m_z(t) + Z_0(t). \tag{1}$$

Prin convenție se consideră că orice semnal determinist $s(t)$ reprezintă valoarea medie a unui proces aleator $Z(t)$ degenerat, în sensul că:

$$Z_0(t) = 0\,; \quad s(t) = m_z(t). \tag{2}$$

În cazul unui astfel de proces degenerat (semnal determinist), funcția de autocovarianță este identic nulă:

$$C_z(t_1, t_2) = M\{[Z(t_1) - m_z(t_1)]\cdot [Z(t_2) - m_z(t_2)\,]^T\} = 0, \tag{3}$$

iar utilizarea funcției de autocorelație:

$$R_z(t_1, t_2) = M\{Z(t_1)\cdot Z^T(t_2)\} = m_z(t_1)\cdot m_z(t_2) = s(t_1)\cdot s(t_2), \tag{4}$$

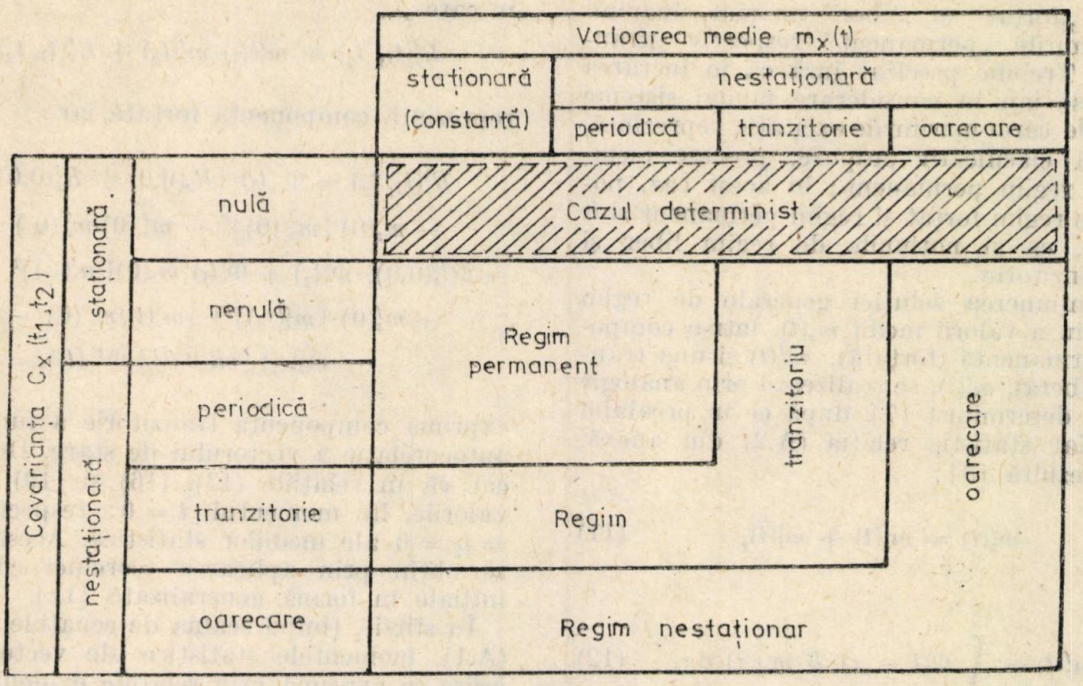


Fig. 1. Explicativă privind clasificarea regimurilor posibile pentru procese deterministe și aleatoare.

nu se justifică: „procesul" (semnalul) este caracterizat complet prin valoarea momentană $s(t)$ a oricăreia dintre realizările sale identice. Convenția prezentată este o particularizare a înțelesului care se dă în [6] noțiunii de semnal determinist: acela de „proces aleator avînd o singură traiectorie". Accepțiunea dată în prezenta lucrare noțiunii de semnal determinist presupune satisfacerea identică a relației (3), prin trecere la limită fără afectarea valorii medii (2).

Valoarea medie a unui proces aleator oarecare poate fi:

— staționară (constantă):

$$m_z(t) = m_z^c = C, \tag{5}$$

— periodică:

$$m_z(t) = m_z(t + nP_m) = m_z^p(t), \ (n - \text{număr întreg}), \tag{6}$$

— tranzitorie:

$$m_z^t(t) = m_z(t) \xrightarrow[t\to\infty]{} \{m_z^c \text{ sau } m_z^p(t)\}, \tag{7}$$

— oarecare, dacă nu are nici una din proprietățile (5), (6), 7).

Similar, covarianța unui proces oarecare $Z(t)$ poate fi:

— staționară:

$$C_z(t_1, t_2) = C_z(\tau); \ \tau = t_2 - t_1, \tag{8}$$

(aici se include și cazul $C_z(t_1, t_2) = 0$);

— periodică:

$$C_z(t_1, t_2) = C_z(t_1 + nP_c, t_2 + nP_c) = C_z^p(t_1, t_2), \tag{9}$$

(n, m — numere întregi).

— tranzitorie:

$$C_z^t(t_1, t_2) \xrightarrow[t_1,\, t_2\to\infty]{} \{C_z(\tau) \text{ sau } C_z^p(t_1, t_2)\}; \quad \tau = t_2 - t_1, \tag{10}$$

— oarecare, dacă nici una din proprietățile (8), (9), (10) nu este satisfăcută.

Deoarece în cadrul metodei corelației interesează atît valoarea medie, cît și covarianța, un proces $Z(t)$ poate să corespundă unui regim permanent, tranzitoriu sau nestaționar oarecare, conform clasificării propuse în figura 1.

În această clasificare, regimurile deterministe (permanent, tranzitoriu sau nestaționar oarecare) sînt cuprinse, ca și în cazuri particulare, corespunzătoare unei covariațe nule, $C_z(t_1, t_2) = 0$. Pe de altă parte, sfera noțiunii de regim permanent conform clasificării propuse cuprinde pe lîngă regimul staționar, și regimurile caracterizate prin periodicitatea valorii medii și a covarianței.

2. Separarea componentelor de regim permanent și de regim tranzitoriu ale valorii medii, autocovarianței și autocorelației

Ca și în cazul particular al metodelor deterministe [2, 7] nici în cadrul mai larg de studiu al regimului tranzitoriu prin metoda corelației

termenii „forțat" și „liber" nu sînt sinonimi cu denumirile „permanent" respectiv „tranzitoriu". Trebuie precizat însă că în lucrarea de față se iau în considerare numai sisteme stabile a'e căror mărimi de excitație reprezintă, în sensul clasificării propuse, procese (semnale) de regim permanent; în acest caz, noțiunile de regim forțat și regim permanent sînt sinonime, ca și noțiunile de regim liber și regim tranzitoriu.

Descompunerea soluției generale de regim tranzitoriu a valorii medii $m_z(t)$, într-o componentă permanentă (forțată), $m_z^f(t)$ și una tranzitorie (liberă), $m_z^l(t)$, se realizează prin analogie cu cazul determinist [7], după ce în prealabil s-a mediat statistic relația (A.2) din anexă. Astfel, rezultă [8]:

$$m_z(t) = m_z^f(t) + m_z^l(t), \tag{11}$$

în care:

$$m_z^f(t) = \int_{-\infty}^{t} \Phi(t-\tau)\cdot B\cdot m_x(\tau)\cdot \mathrm{d}\tau, \tag{12}$$

reprezintă componenta de regim permanent, iar:

$$m_z^l(t) = \Phi(t)\,\{m_z(0) - m_z^f(0)\}, \tag{13}$$

este componenta tranzitorie a valorii medii.

O descompunere similară se obține și pentru funcția de autocovarianță a vectorului de stare (vezi anexa):

$$C_z(t_1, t_2) = C_z^f(t_1, t_2) + C_z^l(t_1, t_2), \tag{14}$$

unde:

$$C_z^f(t_1, t_2) = \Phi(t_1) \int_{-\infty}^{\min(t_1,t_2)} \Phi(-u) B N B^T \Phi^T(-u)\,\mathrm{d}u\cdot \Phi^T(t_2), \tag{15}$$

este componenta de regim permanent pentru autocovarianță, respectiv:

$$C_z^l(t_1, t_2) = \Phi(t_1)\cdot[C_z(0,0) - C_z^f(0,0)]\cdot \Phi^T(t_2), \tag{16}$$

este componenta tranzitorie a funcției $C_z(t_1, t_2)$. De menționat că notația „$\min(t_1, t_2)$" semnifică „cel mai mic dintre t_1 și t_2".

În cazul funcției de autocorelație este interesant să se considere cazul mai general al unui proces de intrare necentrat. Relația de descompunere este:

$$R_z(t_1, t_2) = R_z^f(t_1, t_2) + R_z^l(t_1, t_2), \tag{17}$$

în care:

$$R_z^f(t_1, t_2) = m_z^f(t_1)\cdot m_z^f(t_2) + C_z^f(t_1, t_2), \tag{18}$$

reprezintă componenta forțată iar:

$$\begin{aligned} R_z^l(t_1, t_2) = {} & \Phi(t_1)\cdot\{R_z(0,0) + R_z^f(0,0) - \\ & - m_z(0)\,[m_z^f(0)]^T - m_z^f(0)\,m_z^T(0) - \\ & - 2C_z^f(0,0)\}\cdot\Phi(t_2) + \Phi(t_1)\{m_z(0)[m_z^f(t_2)]^T - \\ & - m_z^f(0)\cdot[m_z^f(t_2)]^T\}\cdot\}m_z^f(t_1)m_z^T(0) - \\ & - m_z^f(t_1)\,[m_z^f(0)]^T\}\,\Phi^T(t_2), \end{aligned} \tag{19}$$

exprimă componenta tranzitorie a funcției de autocorelație a vectorului de stare. De remarcat că în relațiile (13), (16) și (19) intervin valorile la momentul $t = 0$ respectiv $t_1 = t_2 = 0$ ale mediilor statistice. Aceste valori se obțin prin aplicarea teoremei condițiilor inițiale în formă generalizată [11].

În sfîrșit, ținînd seama de ecuațiile de stare (A.1), momentele statistice ale vectorului de ieșire se exprimă prin relațiile evidente:

$$m_y(t) = C\cdot m_z(t), \tag{20}$$

$$C_y(t_1, t_2) = C\cdot C_z(t_1, t_2)\cdot C^T, \tag{21}$$

$$R_y(t_1, t_2) = C\cdot R_z(t_1, t_2)\cdot C^T. \tag{22}$$

Expresiile componentelor de regim liber (13), (16) și (19) pun în evidență efectul condițiilor inițiale asupra regimurilor tranzitorii ale mediilor statistice.

3. Exemplu de calcul

Pentru simplitate, se ia în considerație cazul unidimensional în care $A = -a$, $B = a$, $C = 1$ iar funcția de tranziție are expresia $\Phi(t) = \exp(-at)$. La intrarea acestui sistem se conectează, la momentul $t = 0$, un proces cu valoare medie constantă $m_x(t) = U$ și autocovarianță $C_x(t_1, t_2) = N\cdot\delta(t_1 - t_2)$. Conform relației (12), componenta de regim permanent a valorii medii este:

$$m_z^f(t) = \int_{-\infty}^{t} \exp\,[-a(t-s)]\,aU\cdot ds = U$$

și cu condiția inițială $m_z(0) = 0$ rezultă:

$$m_z^l(t) = \exp(-at).\,[0 - U] = -U\exp(-at).$$

Dacă se ține seama de (11) și (20) poate fi scrisă expresia generală a valorii medii:

$$m_y(t) = m_z(t) = U[1 - \exp(-at)]. \tag{23}$$

Se poate constata că regimul tranzitoriu al valorii medii este descris de aceeași relație ca și răspunsul sistemului la un semnal treaptă $x(t) = U$; acest fapt justifică asimilarea semnalelor deterministe ca procese aleatoare degenerate în sensul relației (2).

Aplicarea relațiilor (15), (18) și (19) în condițiile inițiale $m_z(0) = 0$, $R_z(0, 0) = 0$ conduce la:

$$R_z^r(t_1, t_2) = U^2 + \frac{Na}{2}\cdot\exp(-a\,|t_2 - t_1|),$$

$$R_z^1(t_1, t_2) = U^2 \exp[-a(t_1 + t_2)] - U^2[\exp(-at_1) + \exp(-at_2)] - \frac{Na}{2}\exp[-a(t_1 + t_2)].$$

În final, cu relațiile (17) și (22) se obține expresia generală a funcției de autocorelație de regim tranzitoriu:

$$R_y(t_1, t_2) = R_z(t_1, t_2) = U^2\{1 + \exp[-a(t_1 + t_2)] - \exp(-at_1) - \exp(-at_2)\} + \frac{Na}{2}\exp(-a\,|t_2 - t_1|) - \frac{Na}{2}\exp[-a(t_1 + t_2)]. \quad (24)$$

Trecînd la limită pentru $t_1 \to \infty$, $t_2 \to \infty$ și $t_2 - t_1 = \tau$ (finit), din (24) rezultă funcția de autocorelație a semnalului de ieșire în regim permanent (staționar):

$$R_y(\tau) = U^2 + \frac{Na}{2}\exp(-a\,|\tau|).$$

Tot din (24) se poate constata că pentru un semnal de intrare determinist, de tip treaptă $x(t) = U$ (corespunzător lui $N = 0$), funcția de autocorelație are, în acord cu (4), expresia:

$$R_y(t_1, t_2) = U^2\{1 + \exp[-a(t_1 + t_2)] - \exp(-at_1) - \exp(-at_2)\} = m_y(t_1)m_y(t_2).$$

4. Concluzii

În baza convenției că orice semnal determinist poate fi privit ca valoarea medie a unui proces aleator degenerat, în lucrare se prezintă o clasificare originală a regimurilor posibile, deopotrivă valabilă pentru procese deterministe și aleatoare. Încadrarea unui anumit proces se face în funcție de caracterul valorii medii și al covarianței.

De asemenea, în lucrare se prezintă o metodă de calcul unitar al regimurilor tranzitorii deterministe și aleatoare, bazată pe descompunerea valorilor medii statistice în componente de regim permanent și de regim tranzitoriu. Procedeul propus are avantajul de a putea fi aplicat simplu și în cazul unor condiții inițiale nenule. Exemplul de calcul ilustrează modul de utilizare a relațiilor introduse.

Anexă

Descompunerea funcției de autocovarianță în componente de regim permanent și tranzitoriu

Se știe că un sistem descris prin ecuațiile de stare:

$$\left.\begin{aligned}\dot{Z}(t) &= AZ(t) + BX(t)\\ Y(t) &= CZ(t)\end{aligned}\right\}, \quad (A.1)$$

are soluția generală [7]:

$$Z(t) = \Phi(t)Z(0) - \Phi(t)\int_{-\infty}^{0}\Phi^{-1}(u)BX(u)\,du + \Phi(t)\int_{-\infty}^{t}\Phi^{-1}(u)\,BX(u)\,du. \quad (A.2)$$

în care $\Phi(t) = \exp(At)$ este matricea de tranziție.

Considerăm, pentru simplitate, că procesul de intrare este un zgomot alb centrat, adică: $m_x(t) = 0$; $C_x(t_1, t_2) = N\cdot\delta(t_2 - t_1)$. Conform definiției se poate scrie:

$$C_z(t_1, t_2) = E\{[Z(t_1) - E\{Z(t_1)\}][Z(t_2) - E\{Z(t_2)\}]^T\} = E\{[\Phi(t_1)Z(0) - \Phi(t_1)\int_{-\infty}^{0}\Phi^{-1}(u)\,BX_0(u)\,du + \Phi(t_1)\int_{-\infty}^{t_1}\Phi^{-1}(u)\,BX_0(u)\,du - \Phi(t_1)m_z(0)]\cdot[\Phi(t_2)Z(0) - \Phi(t_2)\int_{-\infty}^{0}\Phi^{-1}(v)\,BX_0(v)\,dv + \Phi(t_2)\int_{-\infty}^{t_2}\Phi^{-1}(v)BX_0(v)dv - \Phi(t_2)m_z(0)]^T,$$

unde $E\{.\}$ semnifică operația de mediere statistică.

Dacă se dezvoltă expresia lui $C_z(t_1, t_2)$, ținînd seama de independența statistică dintre variabilele $Z(0)$ și $\int_{-\infty}^{t} \Phi(t-u) BX_0(u)\,du$, precum și de relația [12]:

$$E\int_{t_0}^{t_1}\int_{t_0}^{t_2} \Phi^{-1}(u)\, BX_0(u)\, du\, dv^T X_0^T(v) B^T [\Phi^{-1}(v)]^T\} = \int_{t_0}^{min(t_1,t_2)} \Phi(u)\, BNB^T\, [\Phi^{-1}(u)]^T\, du,$$

rezultă, prin identificare, descompunerea (14) și formulele (15) și (16) pentru calculul componentelor de regim forțat, respectiv tranzitoriu.

Bibliografie

[1] *Gille, J. G., Decaulne, P., Pelegrin, M.* Teoria și calculul sistemelor de reglare automată, Editura Tehnică, București, 1962.

[2] *Vazaca, Chr.* Analiza și sinteza sistemelor automate liniare. Editura Academiei, București, 1961.

[3] *Schreiber, H.* Zur Berechnung von Schaltvorgängen zufälliger Prozesse bei linearen Systemen, Nachrichtentechnik, 17 (1967) H. 9, pp. 361–363.

[4] *Papoulis, A.* Probability, Random Variables and Stochastic Processes, Mc Graw-Hill, New York, 1965.

[5] *Gârlașu, St., Popp, C., Ionel, S.* Introducere în analiza spectrală și de corelație, Editura Facla, Timișoara, 1982.

[6] *Stanomir, D., Stănășilă, O.* Metode matematice în teoria semnalelor, Editura Tehnică, București, 1980.

[7] *Șora, C.* Bazele Electrotehnicii, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.

[8] *Ionel, S.* Contribuții la analiza de corelație a proceselor electrice nestaționare, Teză de doctorat, Institutul Politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1987.

[9] *Ionel, S.* Utilizarea metodei corelației la calculul regimului tranzitoriu în sisteme liniare supuse unor excitații deterministe, Buletinul IPTV Timișoara, seria Electrotehnică, Tom 24(38), Fasc. 2, 1979, pp. 38–45.

[10] *Kontorovič, M. I.* Operacionnoe isčislenie i processy v élektričeskih cepjah, Izd. 4–e, Moskva, Sovetskoe Radio, 1975.

[11] *Ionel, S.* O generalizare a teoremei condițiilor inițiale Revista EEA–Electrotehnica, București, nr. 7, oct. 1989, pag. 291–294.

[12] *Arnold, L.* Stochastic Differential Equations : Theory and Applications, John Wiley, New York, 1974.

REGULATOARE NUMERICE
SISTEME NUMERICE DE COMANDĂ
FIABILITATE

Algoritmi și structuri de înaltă fiabilitate pentru comenzi numerice în sisteme cu regulatoare automate

NITU COSTICĂ* — BUCUREȘTI

Utilizarea microprocesoarelor în proiectarea regulatoarelor numerice oferă posibilitatea de a implementa noi algoritmi în conducerea proceselor. În funcție de tipurile de elemente de execuție, în regulatorul numeric sînt folosite interfețe pentru comenzi continue sau pentru comenzi numerice. Astfel, pentru elementele de execuție ca electroventile, relee, contactoare etc., sau pentru elemente de semnalizare ca hupe, avertizoare optice etc. în regulatorul numeric se folosesc interfețe pentru comenzi numerice numite și logice.

1. Funcțiile unei interfețe pentru comenzi numerice

Deoarece regulatorul numeric are una sau mai multe unități centrale cu microprocesoare, a căror funcționare este controlată printr-un sistem de operare, interfețele pentru comenzi numerice sînt cuplate la magistralele de comenzi, date și adrese (MADC), prin care se înscriu datele necesare pentru comanda elementelor de execuție. Rezultă că fiecare canal de ieșire pentru transmiterea unei comenzi logice este necesar să conțină un element de memorie și un amplificator de putere. Valorile variabilelor logice, care reprezintă comenzile, sînt grupate în cuvinte de 8 sau 16 biți în funcție de tipul microprocesorului utilizat. Prelucrarea prin program a variabilelor logice se face pe baza unor subrutine, care includ diferite funcții logice, iar adresarea unui element de execuție se face prin transmiterea unui anumit bit dintr-un cuvînt stocat în memoria RAM. În raport de numărul de canale de ieșire pentru comenzi logice, un regulator numeric are posibilitatea de a folosi una sau mai multe plachete, fiecare fiind pentru 8, 16 sau 24 de comenzi logice. Pentru cazul general al unei interfețe cu mai multe canale de ieșiri logice, o plachetă trebuie să îndeplinească următoarele funcții;

* Conf. dr. ing. *Nitu, C.* — Facultatea de Automatică și Calculatoare — Institutul Politehnic București.

— compararea adresei plachetei cu adresa din mesajul transmis de către unitatea centrală a regulatorului;
— memorarea cuvîntului care reprezintă un grup de variabile logice de comandă;
— amplificarea semnalelor logice pentru transmiterea comenzilor la elementele de execuţie;
— izolarea galvanică a canalelor pentru ieşiri logice de circuitele de forţă ale elementelor de execuţie.

Interfaţa pentru comenzi logice şi unitatea centrală a regulatorului poate fi privită ca un automat programabil cu funcţii specifice conducerii proceselor. Din acest punct de vedere variabilele logice se pot clasifica în variabile logice de intrare în regulator şi de ieşire din regulator.

Variabilele logice de ieşire, care sînt transmise pentru comanda elementelor de execuţie pot avea următoarele surse de provenienţă:
— variabile logice de ieşire a căror valoare este determinată prin programul regulatorului numeric, prin calculul unor funcţii logice sau prin controlul unor semnale în raport cu anumite limite;
— variabile logice de ieşire care sînt obţinute de la echipamente exterioare ca de exemplu de la automate programabile cu care este interconectat regulatorul numeric.

În funcţie de sursa de provenienţă a variabilelor logice de ieşire se formulează condiţiile de proiectare a programului de elaborare a comenzilor logice către regulatorul numeric.

Pentru comanda numerică a elementelor de execuţie regulatoarele numerice trebuie să asigure implementarea unor funcţii de protecţie tehnologică şi o înaltă fiabilitate în orice regim de funcţionare.

Din punct de vedere al modului de organizare a protecţiilor tehnologice, în comanda elementelor de execuţie se utilizează două variante: protecţia prin introducerea unor condiţii de funcţionare în funcţiile logice implementate prin program şi protecţia prin circuite logice exterioare regulatorului. Asigurarea protecţiei tehnologice prin programul regulatorului numeric este mai simplă şi oferă o mare flexibilitate funcţională, metoda fiind adoptată în majoritatea aplicaţiilor de comenzi logice. În unele cazuri, pentru procese cu condiţii speciale de funcţionare, protecţia implementată prin programul regulatorului numeric este dublată cu o protecţie prin circuite logice exterioare.

Echipamentele de automatizare sînt prevăzute cu mai multe regimuri de funcţionare deoarece acestea se folosesc în diferite condiţii de desfăşurare a proceselor tehnologice de: pornire—oprire; funcţionare normală; funcţionare în regim de avarie etc. Din acest motiv comenzile logice pot fi transmise de la: regulatorul numeric; blocul de introducere comenzi manuale; blocul de configurare-afişare; consola operatorului de proces şi de la calculatorul ierarhic superior.

Pentru definirea acestor condiţii de funcţionare se introduc diferite priorităţi care sînt implementate prin programul regulatorului numeric, care va comanda elementele de execuţie în funcţie de nivelul cel mai prioritar. Pentru unele procese tehnologice se foloseşte şi metoda decuplării regulatorului numeric, elementele de execuţie fiind conectate la un bloc suplimentar pentru comenzi manuale.

Din condiţiile de asigurare a protecţiilor tehnologice şi de obţinere a mai multor regimuri de funcţionare în comanda numerică a elementelor de execuţie, rezultă că interfeţele pentru transmiterea semnalelor logice trebuie să fie definite printr-o înaltă fiabilitate în funcţionare.

2. Structuri de interfeţe pentru comenzi numerice

Din descrierea funcţiilor unei interfeţe convenţionale pentru comenzi numerice, numită şi modul pentru ieşiri logice, rezultă că aceasta primeşte cuvinte cu o anumită adresă de la unitatea centrală şi pe care le memorează. Pentru ca interfaţa pentru comenzi numerice să aibă o flexibilitate funcţională mai mare şi o fiabilitate mai înaltă, în lucrare sînt prezentate variante de structuri care includ microprocesoare pe un bit. Deoarece în ţara noastră se produc în serie microsisteme cu microprocesoare pe un bit, ca de exemplu kitul procesor 1400 A elaborat la IPRS-Băneasa, experimentările s-au efectuat cu aceste pachete produse industrial, însă se pot proiecta şi plachete cu structurile prezentate.

Pentru cazurile unor structuri de interfeţe de înaltă fiabilitate pentru comenzi numerice s-au experimentat următoarele variante funcţionale:

a) Interfaţă pentru comenzi numerice formată dintr-un modul logic convenţional şi un microsistem cu microprocesor pe un bit şi care funcţionează independent, avînd intrări logice distincte, figura 1.

Prin această metodă semnalele logice din procesul tehnologic (P) sînt grupate după criterii de eficienţă în conducerea procesului sau în protecţia tehnologică a acestuia. Microsistemul cu microprocesor pe un bit execută citirea unor variabile din proces, prelucrarea acestor informaţii după un program propriu memorat în memoria sa PROM şi transmiterea unor comenzi la proces. Această metodă se poate utiliza pentru ieşiri logice care nu sînt afectate de algoritmul de conducere implementat în regulatorul numeric sau care nu sînt condi-

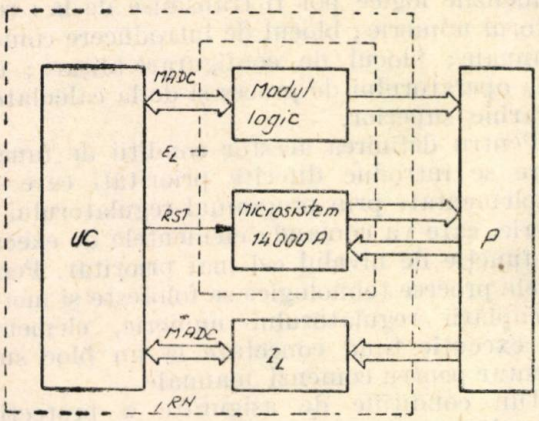


Fig.1. Structură de interfață cu module cuplate în paralel.

ționate de valorile unor parametri măsurați și comandați de către acesta. Această metodă are avantajul că degrevează unitatea centrală a regulatorului numeric de executarea unor funcții logice care ar necesita un timp de calcul suplimentar și care este deosebit de restrictiv în cadrul ciclului regulatorului numeric. Funcțiile logice implementate cu microprocesorul pe un bit pot fi mai complexe deoarece microsistemul are o viteză de calcul suficient de mare și nu are alte funcții în conducerea procesului. Această structură a interfeței pentru comenzi logice formată dintr-un modul logic convențional și un microsistem cu microprocesor pe un bit și care are intrări logice distincte oferă o fiabilitate mai mare deoarece rezerva de timp de calcul a regulatorului numeric permite să se implementeze noi algoritmi pentru controlul funcționării interfeței. Metoda prezentată în figura 1, de proiectare a unei interfețe pentru comenzi numerice are avantajele : unele variabile logice de intrare pot fi transmise direct la intrarea microsistemului cu microprocesor pe un bit, fără să mai fie prelucrate de unitatea centrală a regulatorului ; se pot proiecta programe independente de comandă ceea ce este important în cazul proceselor cu evenimente discrete.

b) Interfață pentru comenzi numerice formată dintr-un modul logic convențional și un microsistem cu microprocesor pe un bit, figura 2, care reprezintă un modul de rezervă pentru cazurile de defectare a regulatorului numeric sau a modulului convențional. Prin această metodă, în condiții normale de funcționare a regulatorului numeric, prin magistralele sale de adrese, date și comenzi *MADC*, regulatorul execută toate operațiile de introducere a variabilelor logice prin interfața *S8* de intrări logice I_L și de transmitere a comenzilor logice prin modulul logic convențional. În cazul defectării regulatorului numeric, la apariția semnalelor *WDT*, microsistemul cu microprocesor pe un bit, blochează funcționarea modulului logic și trece la elaborarea de comenzi logice după propriul program. Prin aceasta pot fi introduse simplificări ale algoritmului inițial de comandă deoarece programul microsistemului nu poate include de exemplu condiții privind valorile unor parametri continui, care în condiții normale de funcționare sînt introduse prin programul unității centrale. Această metodă are avantajul că există o rezervă pentru cazul defectării regulatorului numeric, și deci se poate asigura o funcționare continuă a echipamentelor de automatizare, obținîndu-se o înaltă fiabilitate în funcționare.

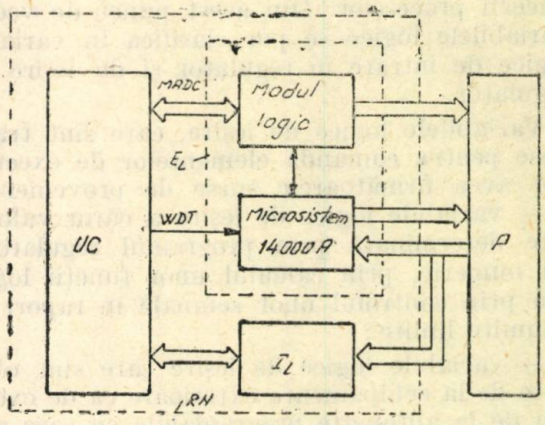


Fig.2. Structură de interfață cu modul de rezervă.

c) Interfață pentru comenzi numerice formată dintr-un modul logic și un microsistem cu microprocesor pe un bit, figura 3 cu funcționarea interdependentă a acestora.

Funcționarea în paralel a modulului logic convențional, controlat de unitatea centrală a regulatorului numeric, cu microsistemul cu microprocesor pe un bit, permite obținerea unei mari flexibilități funcționale în conducerea proceselor. Prin aceasta se pot folosi algoritmi numerici de comandă mult mai evoluați. Această metodă are avantajul că interdependența din-

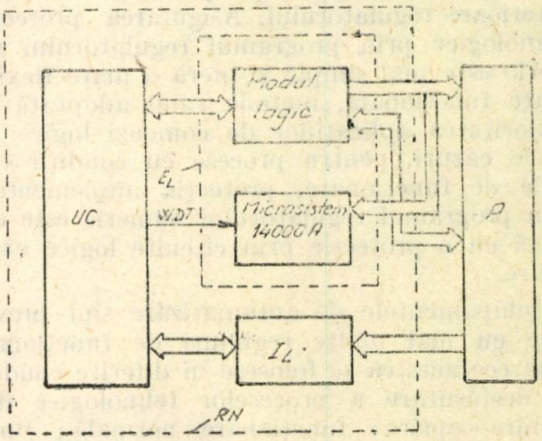


Fig.3. Structură de interfață cu module interconectate.

tre algoritmii de comandă implementați în unitatea centrală a regulatorului și cei din microsistemul cu microprocesor pe un bit oferă posibilitatea de elaborare a unor algoritmi de comandă cu funcții logice mai complexe, fără să afecteze restricțiile de timp de calcul pentru regulatorul numeric. Prin funcții logice mai complexe pot fi introduse metode avansate de diagnoză, deci de ridicare a fiabilității echipamentului.

3. Algoritmi evoluați pentru comenzi numerice

Algoritmii unui regulator numeric sînt de două tipuri : algoritmi numerici de conducere și algoritmi numerici de comandă. Algoritmii numerici de conducere includ în principal legile de reglare, algoritmi pentru transferul regulatorului în diferite regimuri de funcționare, algoritmi pentru asigurarea legăturii cu operatorul uman etc. Acești algoritmi au caracteristic faptul că se folosesc în cadrul unor sisteme (bucle) de reglare a unor parametri tehnologici și includ două clase : algoritmi convenționali (echivalentul numeric al algoritmilor din sisteme analogice de reglare) și algoritmi evoluați (specifici sistemelor numerice de conducere). Algoritmii de comandă numerică, numiți și algoritmi de comandă logică, reprezintă o transpunere sub formă de programe a funcțiilor logice ale automatelor secvențiale clasice cu relee, tranzistoare sau cu circuite logice. Cînd un echipament cu microprocesor execută numai algoritmi de comandă numerică, acesta se numește automat programabil. În cazul interfețelor pentru comenzi logice din regulatoare numerice, algoritmii de comandă sînt interconectați cu algoritmi de conducere, deoarece valorile unor variabile logice pot fi determinate prin executarea programelor acestora. Algoritmii numerici de comandă includ de asemenea două clase : algoritmi convenționali și algoritmi evoluați, care sînt prezentați în lucrare.

Algoritmii numerici convenționali de comandă constau în determinarea valorii unei variabile logice pe baza unor anumite funcții logice, stabilite în faza de proiectare a programelor de conducere pentru clasa de procese la care se preconizează utilizarea regulatorului numeric. Funcția logică, în cazul general, poate avea ca argumente atît variabilele logice de intrare, cît și de ieșire.

Prin algoritmi evoluați de comandă numerică se înțelege o clasă de algoritmi care includ funcții logice de complexitate mai mare și care au caracteristic proprietățile :

— funcția logică de comandă se comută în raport cu o variabilă logică sau cu o funcție logică, utilizată în comanda sau supravegherea procesului ;

— funcția logică de comandă se modifică structural în raport cu valorile unor variabile logice de intrare.

Clasa de algoritmi numerici evoluați de comandă, care au caracteristicile prezentate, oferă o îmbunătățire a performanțelor sistemelor numerice de conducere, deoarece aceștia descriu mai complet condițiile de funcționare ale procesului tehnologic și oferă noi posibilități de ridicare a fiabilității echipamentelor de conducere, inclusiv a regulatoarelor numerice. Pentru ilustrarea avantajelor oferite de utilizarea algoritmilor evoluați de comandă numerică a proceselor, în continuare se prezintă două clase de algoritmi, folosiți, într-un sistem cu regulator numeric, utilizat în automatizarea unor procese din industria chimică.

a) Algoritm evoluat de comandă numerică cu comutarea funcției logice în raport cu condițiile de desfășurare a procesului tehnologic.

Starea de funcționare a procesului tehnologic este definită printr-o variabilă numită eveniment și notată prin v. Pentru comanda procesului se folosește un vector de variabile logice de ieșire Y, dependent de vectorul X al variabilelor logice de intrare. Comanda procesului se face după ecuațiile :

$$Y = \begin{cases} \varphi(X), \text{ pentru } v = 0, \\ \psi(X), \text{ pentru } v = 1, \end{cases}$$

unde funcțiile logice φ și ψ sînt determinate din condițiile de funcționare ale procesului. Pentru experimentarea acestui algoritm de comandă funcția logică $\varphi(X)$ a fost implementată prin programul unității centrale a regulatorului numeric, iar funcția $\psi(X)$ prin programul microprocesorului pe un bit. Variabila eveniment „v" a fost considerată ca fiind semnalul WDT, prin care se semnalizează ieșirea din funcțiune a regulatorului. În cazul general variabila eveniment poate fi definită printr-o funcție logică. Deoarece regulatorul numeric execută atît funcții de reglare, cît și de comandă, în general funcțiile logice φ și ψ sînt diferite deoarece prima poate include variabile logice determinate prin program. Acest algoritm de comandă numerică se poate folosi în cazul utilizării microsistemului cu microprocesor pe un bit ca sistem de comandă de rezervă, figura 2.

b) Algoritm evoluat de comandă numerică cu structură variabilă dependentă de condițiile de desfășurare a procesului tehnologic.

În raport cu condițiile de funcționare ale procesului tehnologic, definite prin una sau

mai multe variabile-eveniment, comanda procesului se face după funcţiile logice :

$$Y = f_1(X,\ Z)$$

$$\text{unde : } \begin{cases} Z = f_2(X) \text{ pentru } v = 0, \\ Z = f_3(X) \text{ pentru } v = 1. \end{cases}$$

Prin această variabilă logică Z este definită printr-o funcţie $f_2(X)$ cînd variabila logică eveniment este zero logic şi printr-o funcţie $f_3(X)$ cînd aceasta este 1 logic. Acest algoritm evoluat de comandă numerică cu structură variabilă permite modificarea funcţiei logice de comandă în raport cu o variabilă logică independentă de tip eveniment. Pentru implementarea acestui algoritm, funcţiile logice f_2 şi f_3 sînt programate în microprocesorul cu un bit, iar variabila sa de ieşire Z este introdusă ca variabilă de intrare în programul unităţii centrale a regulatorului. Acest algoritm este un exemplu de interdependenţă a funcţiilor logice implementate în programul unităţii centrale a regulatorului şi în programul microprocesorului pe un bit, conform structurii prezentate în figura 3. Algoritmul prezentat se poate folosi în cadrul sistemelor de conducere cu algoritmi adaptivi de comandă, ca de exemplu în sistemele de comandă a reţelelor de benzi rulante pentru transportul de materiale.

3. Concluzii

Structurile de interfeţe pentru comenzi numerice, bazate pe implementarea funcţiilor de comandă prin programul unităţii centrale a regulatorului numeric şi prin programul unui microprocesor pe un bit incorporat în interfaţă, oferă noi posibilităţi de îmbunătăţire a fiabilităţii sistemelor de conducere. Proiectarea programelor de comandă numerică avînd în vedere condiţiile de funcţionare ale procesului permite obţinerea de algoritmi evoluaţi de comandă, ceea ce reprezintă o nouă metodă în perfecţionarea funcţionării sistemelor de conducere a proceselor.

Bibliografie

[1] *Nitu, C. ş.a.* Echipamente electrice şi electronice de automatizare. EDP, ediţia II, 1983, Bucureşti.

[2] *Nitu, C.* Algoritm upravlenia dlea mnogoprotessornih sistem. Conferinţa Internaţională SAPR-GAP, octombrie, 1990, Moscova.

ACŢIONĂRI ELECTRICE CU TIRISTOARE
SISTEM NUMERIC DE GENERARE IMPULSURI

Sistem numeric pentru generarea impulsurilor de comandă în acţionările electrice cu tiristoare

CRISTIAN BUCUR, ADRIAN MOISE* — PLOIEŞTI

1. Scopul şi obiectivele sistemului

Cercetarea a fost iniţiată în scopul înlocuirii sistemului clasic de reglare şi protecţie analogică a acţionărilor electrice din cadrul instalaţiilor de foraj cu un sistem numeric conţinînd un microprocesor de 8 biţi.

În lucrare este descris sistemul numeric de generare a impulsurilor de comandă péntru grupurile de tiristoare (aflate în punte trifazată) cuplat la un port numeric de ieşire al microcalculatorului.

Generarea impulsurilor are loc independent de funcţionarea microprocesorului, sistemul menţinînd ultima comandă a acestuia. În consecinţă, microprocesorul are numai sarcina de actualizare a comenzii, atunci cînd s-a eliberat de alte activităţi mai urgente (referitoare, în acest caz, la supravegherea bunei funcţionări a instalaţiei).

* Dr. ing. *Bucur, C.* şi ing. *Moise, A.* — Institutul de Petrol şi Gaze — Ploieşti.

2. Descrierea funcţionării sistemului

Descrierea funcţionării se face utilizînd schema-bloc a sistemului din figura 1.

Tiristoarele montate pe una din fazele tensiunii de alimentare pot intra în conducţie din momentul cînd tensiunea fazei respective

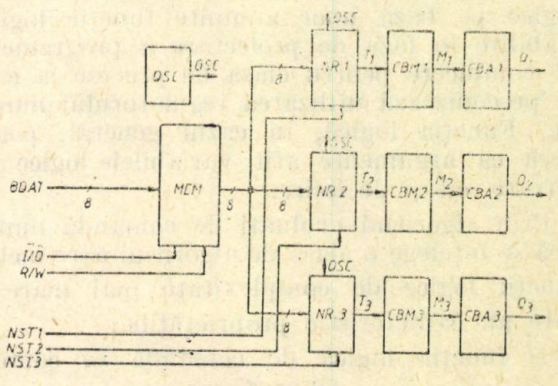


Fig 1.

devine egală cu tensiunea fazei anterioare (conform succesiunii normale a fazelor) și pînă în momentul în care tensiunea acestei faze devine egală cu tensiunea fazei următoare.

Se vor numi momente de timp la care se realizează egalitatea tensiunii unei faze cu faza anterioară, sau următoare, „momente de trecere prin zero" a tensiunii fazei pe care sînt montate tiristoarele.

Impulsurile pentru comanda tiristoarelor, obținute la bornele notate O_1, O_2, O_3, vor fi întîrziate cu un interval de timp τ, în raport cu trecerea prin zero a tensiunii fazei corespunzătoare. În cazul punților trifazate, valoarea maximă a intervalului de conducție fiind $T/6$, rezultă că valoarea maximă a întîrzierii va fi $\tau = 3{,}3$ ms.

Se notează, în schema-bloc, *NST1*, *NST2*, *NST3*, semnalele logice (active pe zero logic) corespunzătoare semnalizării trecerii prin zero a tensiunii fazei.

Microcalculatorul are acces numai la registrul de 8 biți, notat cu MEM, în care înscrie întîrzierea cu care se vor comanda tiristoarele. Ținînd seama de posibilitățile unui microcalculator de 8 biți (corespunzînd la 256 cuante) și de întîrzierea maximă rezultă o precizie a comenzii de 0,23 grade electrice.

Microcalculatorul poate înscrie comanda la orice moment de timp. Ieșirile registrului *MEM* fiind în permanență cuplate la numărătoarele *NR1*, *NR2*, *NR3*, la primul ciclu de comandă a tiristoarelor se va actualiza comanda înscrisă. Din registrul *MEM*, la activarea unui semnal *NST*, se va înscrie (în numărătorul corespunzător) valoarea numerică a întîrzierii și se va începe numărarea inversă.

În momentul în care conținutul numărătorului se anulează acesta generează semnalul BORROW, notat în schema-bloc cu *T1*, *T2*, sau *T3*, pentru comanda monostabilului corespunzător *CBM1*, *CBM2*, sau *CBM3*. Monostabilul *CBM* menține tensiunea de comandă la intrarea oscilatorului comandat în tensiune *CBA1*, *CBA2*, sau *CBA3* o perioadă T_c. În această perioadă *CBA* generează un tren de impulsuri pe grila tiristorului, pentru amorsarea sigură a acestuia.

În figura 2 sînt prezentate formele de undă asociate sistemului, în punctele notate pe schema-bloc.

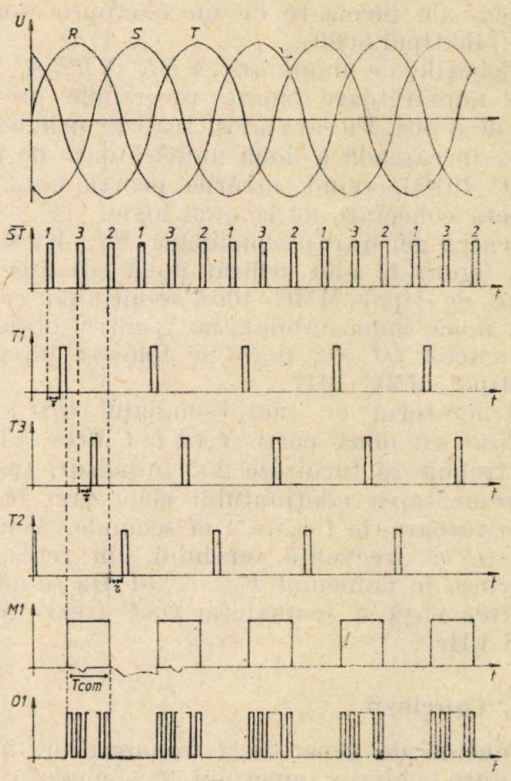


Fig. 2

3. Implementarea sistemului

Sistemul a fost realizat utilizînd numai componente electronice produse în țară (fig. 3).

Interfațarea dispozitivului pentru generarea impulsurilor de comandă cu microcalculatorul se face prin cuplarea sistemului la magistrala microcalculatorului prin intermediul unui buffer bidirecțional cu trei stări de tipul 8212.

Transferul informației (datelor) are loc sub controlul semnalelor *I/O* și *R/W* (ne referim

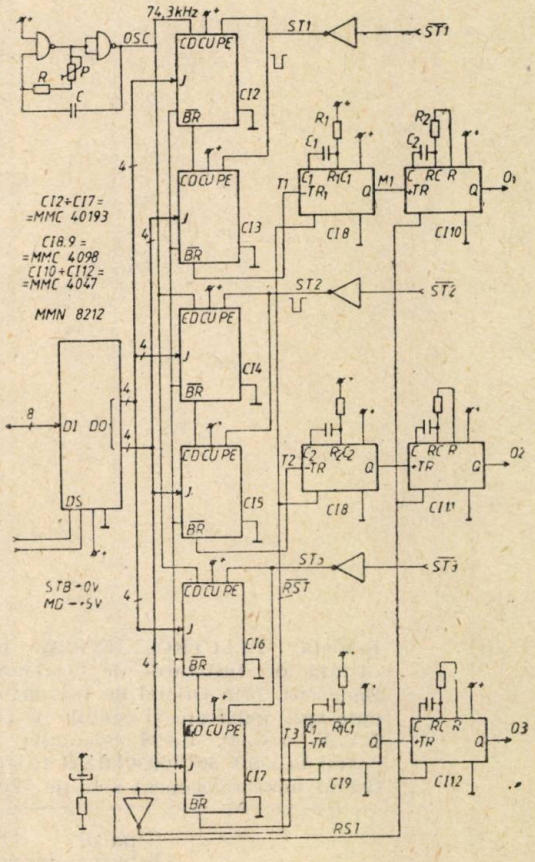


Fig. 3

la semnale furnizate de un microprocesor de 8 biți de tipul 8080).

Blocurile de numărare *NR1*, *NR2* și *NR3* sînt numărătoare binare reversibile presetabile de 8 biți. Fiecare a fost realizat prin conectarea în cascadă a două numărătoare de tipul MMC 40193, avînd intrările pentru numărare directă conectate de la unul logic.

Pentru generarea semnalelor *M1*, *M2* și *M3* (din figura 1) s-au utilizat două circuite integrate de tipul MMC 4098 (conținînd fiecare cîte două monostabile), iar pentru obținerea semnalelor *O1*, *O2* și *O3* se folosesc integrate de tipul MMC 4047.

Generatorul de tact (semnalul *OSC*) este realizat cu două porți *NAND-CMOS*. Circuitul trebuie să furnizeze 255 impulsuri (pentru decrementarea conținutului celor trei blocuri numărătoare) la fiecare 1/6f secunde. Avînd în vedere că frecvența tensiunii din rețea este cuprinsă în domeniul 47, ..., 51 Hz se adoptă ca frecvență a semnalului *OSC* frecvența de 74,3 kHz.

4. Concluzii

Schema de generare a impulsurilor, implementată conform punctului 3, și cuplată la un microcalculator de tipul MCP80 (similar cu Felix M18) și-a dovedit funcționalitatea.

În raport cu sistemul analogic de comandă pe grilă sistemul numeric descris în lucrare prezintă caracteristicile următoare :

— precizia reglării crește la 0,23 grade electrice ;

— crește fiabilitatea sistemului ;

— impulsurile de comandă vor fi generate independent de funcționarea microcalculatorului ;

— sistemul poate fi utilizat și în regim manual prin cuplarea la intrarea registrului *MEM* a unui comutator numeric ;

— permite cuplarea directă a microcalculatorului eliminînd necesitatea utilizării unui sistem de conversie numeric/analogic.

Bibliografie

[1] *Mitrofan, Gh.* Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar-variabilă, Ed. Tehnică, București, 1980.

[2] ... Circuite integrate CMOS, Manual de utilizare, Ed. Tehnică, București, 1985.

[3] ... Data Book, Microelectronica, 1985.

[4] *Bucur S., Paraschiv, N., Marinescu, C.* Interfață pentru achiziția, cu microcalculatorul Felix M18, a parametrilor procesului de forare a sondelor. Rev. Mine Petrol și Gaze, nr. 9, 1984.

Revista ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA (E.E.A.) este editată de Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Electrotehnică — I. C. P. E. București, prin Oficiul de Informare Documentară pentru Electrotehnică. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite, pentru redacția revistei E.E.A. la C. P. 1—94 București 70 700, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal în cont 301700301BNR filiala sector 5 București, Bd. Tudor Vladimirescu 45—47. Costul unui abonament este de 720 lei. Costul unui exemplar 60 lei.

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică UNIVERSUL
București, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 2528

1992 JAN 5